



Universidad Politécnica de Cartagena

Departamento de Tecnologías de la Información  
y las Comunicaciones

# Estudio Experimental de Algoritmos Espacio-Temporales para Sistemas Multiantena en Túneles

**Concepción Sanchis Borrás**

Director  
**Dr. D. Jose María Molina García-Pardo**

2011





**CONFORMIDAD DE DEPOSITO DE TESIS DOCTORAL  
POR LA COMISIÓN ACADÉMICA DEL PROGRAMA**

D/D<sup>a</sup>. **Francisco Ortiz Zaragoza**, Presidente/a de la Comisión Académica del Programa  
**Tecnologías de la Información y las Comunicaciones.**

**INFORMA:**

Que la Tesis Doctoral titulada, “**Estudio Experimental de Algoritmos Espacio-Temporales para Sistemas Multiantena en Túneles**”, ha sido realizada por  
D/D<sup>a</sup>. **Concepción Sanchis Borrás**,

bajo la dirección y supervisión del Dr/ Dra. **Jose María Molina García-Pardo**,

dando su conformidad a la misma la Comisión Académica, con la finalidad de que sea  
presentada ante la Comisión de Doctorado.

La Rama de conocimiento por la que esta tesis ha sido desarrollada es:

- ☐ Ciencias
- ☐ Ciencias Sociales y Jurídicas
- ☒ Ingeniería y Arquitectura

En Cartagena, a 5 de diciembre de 2011

EL PRESIDENTE DE LA COMISIÓN ACADÉMICA DEL PROGRAMA

Fdo. Francisco Ortiz Zaragoza



**COMISIÓN DE DOCTORADO**









**CONFORMIDAD DE SOLICITUD DE AUTORIZACIÓN DE DEPÓSITO DE  
TESIS DOCTORAL POR EL/LA DIRECTOR/A DE LA TESIS**

D. José María Molina García-Pardo Director de la Tesis doctoral ESTUDIO  
EXPERIMENTAL DE ALGORITMOS ESPACIO-TEMPORALES PARA  
SISTEMAS MULTIANTENA EN TÚNELES

**INFORMA:**

Que la referida Tesis Doctoral, ha sido realizada por D<sup>a</sup> Concepción Sanchís Borrás, dando  
mi conformidad para que sea presentada ante la Comisión de

Doctorado.

La rama de conocimiento por la que esta tesis ha sido desarrollada es:

- ☐ Ciencias
- ☐ Ciencias Sociales y Jurídicas
- ☒ Ingeniería y Arquitectura

En Cartagena, a 30 de Noviembre de 2011

LOS/LAS DIRECTORES/AS DE LA TESIS



**COMISIÓN DE DOCTORADO**



# Resumen

Las comunicaciones inalámbricas se han convertido hoy en día en una herramienta imprescindible en la sociedad en la que vivimos. En la actualidad los hábitos de consumo en las comunicaciones inalámbricas exigen aumentar la capacidad para transmitir contenidos multimedia. Día a día se trabaja en conseguir mejorar las prestaciones de estos sistemas inalámbricos y así poder afrontar dichas necesidades. Por ello, surgen los sistemas conocidos como *Multiple-Input Multiple-Output* (MIMO), que utilizan múltiples antenas en transmisión y múltiples antenas en recepción, permitiendo así alcanzar eficiencias espectrales mucho mayores a las alcanzadas en los sistemas convencionales.

Por otro lado, en los últimos años se ha dado mucha importancia a poder comunicarse en entornos especiales, como es el caso de los túneles donde la naturaleza de los fenómenos físicos que permiten la propagación de las ondas es diferente al de otros entornos. En este tipo de entornos la energía es conducida por un medio guiado, de tal forma que la energía llega al receptor con un ángulo muy reducido en comparación con otros entornos. Además, la comunicación debe ser continua, fiable y de alta capacidad. Así pues, para cubrir dichas necesidades esta tesis está enmarcada en el estudio de los entornos tipo túnel, centrándose en el comportamiento y el rendimiento de los algoritmos espacio-temporales, ya que en este tipo de entornos se ha investigado muy poco sobre ello.

Por ello, el objetivo principal de esta tesis es estudiar detalladamente, tanto de forma teórica como experimental, el comportamiento de los sistemas MIMO en túneles. Para ello se estudian los algoritmos más representativos de los sistemas multiantena: el algoritmo *Vertical Bell Labs Space Time* (VBLAST), los códigos *Orthogonal Space Time Block Codes* (OSTBC) y los códigos *Quasy-Orthogonal Space Time Block Codes* (QSTBC). El rendimiento de estos algoritmos, según la tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*), se relaciona con las propiedades intrínsecas del canal radio tanto en banda estrecha como en banda ancha.



# Abstract

Wireless communications have become an indispensable tool in the society in which we live. In fact, the consumption habits of wireless communications require increasing capacity to transmit multimedia contents. Therefore, in order to meet these needs, work is continually being carried out in order to achieve the best performance possible from these wireless systems. The Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) systems appear to achieve greater spectral efficiencies than the conventional systems.

Furthermore, in recent years, communications in special contexts have acquired great importance. This thesis is focused on an environment type tunnel where the nature of the physical phenomena is different from other contexts. The energy is driven by a guided environment, therefore the energy arrives at the receiver with a smaller angle than in other environments. In addition, a continuous, reliable and effective communication is demanded.

To meet the needs mentioned above, this thesis analyses the performance of space-time algorithms in tunnels. The main objective of this thesis is to study in detail both theoretically and experimentally the behaviour of the MIMO systems in tunnels combined with space-time algorithms. Moreover, this study covers both narrow and wide bands. The studied algorithms are the most representative: the *Vertical Bell Labs Space Time* (VBLAST), the *Orthogonal Space Time Block Code* (OSTBC) and the *Quasy-Orthogonal Space Time Block Code* (QSTBC). The performances in terms of Bit Error Rate (BER) have been compared, assuming a fixed bit rate, and interpreted from the MIMO channel characteristics.



# Agradecimientos

En primer lugar, me gustaría agradecer a mi director de tesis Jose María Molina García-Pardo el apoyo incondicional, dedicación y confianza que desde el primer día me ha sabido transmitir. Gracias a sus consejos y a su insistencia, ese sueño que empezó hace cuatro años se ha hecho realidad.

En segundo lugar, agradecer a mi marido Jose Luis, el apoyo y cariño que me ha brindado desde el primer día, siempre ahí cuando le he necesitado. Le agradezco, con todo mi corazón, el haber cuidado de nuestra hija Carolina, sobre todo en el último periodo de esta tesis. Espero que Carolina me disculpe por todo el tiempo que no he podido dedicarle.

Gracias también a mis padres y a mi hermano, que siempre han estado ahí cuando los he necesitado de forma incondicional.

Finalmente, y no menos importante, agradecer a mis suegros y a mis cuñadas el tiempo dedicado a cuidar de Carolina.

De verdad, gracias a todos por haber tenido tanta paciencia porque sin vosotros esta tesis no hubiese sido posible.





# Índice General

<b>1. Introducción .....</b>	<b>1</b>
1.1 Motivación y objetivos .....	1
1.2 Estructura de la tesis .....	4
1.3 Publicaciones científicas .....	5
 <b>2. Fundamentos Teóricos .....</b>	 <b>7</b>
2.1 Propagación en túneles .....	8
2.1.1 Modelos de propagación en túneles.....	9
2.1.1.1 Basados en medidas .....	10
2.1.1.2 Basados en trazado de rayos .....	10
2.1.1.3 Basados en la teoría modal .....	12
2.2 Sistemas MIMO.....	14
2.2.1 Capacidad MIMO .....	16
2.2.2 Parámetros estadísticos relacionados con el canal MIMO .....	18
2.2.2.1 Número de condición ( <i>Condition Number</i> ) .....	18
2.2.2.2 Correlación espacial .....	19
2.2.2.3 Ancho de banda de coherencia .....	21
2.2.2.4 Varianza de la potencia del canal .....	22
2.2.3 Tipos de ganancia en los sistemas MIMO.....	23
2.2.3.1 Ganancia de array .....	24
2.2.3.2 Ganancia por diversidad .....	24
2.2.3.3 Ganancia por multiplexación espacial .....	27
2.3 Caracterización del canal radio.....	28
2.3.1 Desvanecimiento rápido del canal ( <i>Small-Scale Fading</i> ).....	29
2.3.1.1 Parámetros en el dominio del tiempo .....	31
2.3.1.2 Tipos de desvanecimientos en pequeña escala .....	32
2.3.2 Desvanecimiento lento del canal ( <i>Large-Scale Fading</i> ) .....	33
2.4 Detectores clásicos .....	33
2.4.1 <i>Maximum Likelihood</i> (ML) .....	34
2.4.2 Detectores lineales.....	34
2.4.2.1 <i>Zero Forcing</i> (ZF) .....	34
2.4.2.2 <i>Minimum Mean Square Error</i> (MMSE) (Detector elegido).....	35
2.5 Algoritmos espaciales utilizados .....	35
2.5.1 Algoritmo VBLAST .....	35
2.5.2 Algoritmos STBC .....	38
2.5.2.1 Códigos ortogonales (OSTBC).....	39
2.5.2.2 Códigos casi ortogonales (QSTBC) .....	41

2.6 Sistemas OFDM .....	43
2.6.1 Breve historia.....	43
2.6.2 Modelo OFDM .....	45
2.6.3 Sistemas MIMO-OFDM.....	47
2.6.3.1 Algoritmos espacio-temporales implementados sobre OFDM .....	49
2.7 Sistemas MIMO-UWB .....	49
2.7.1 Antecedentes históricos .....	51
2.7.2 Limitaciones en potencia.....	52
2.7.3 Características del canal radio en los sistemas MB-OFDM UWB.....	53
2.8 Descripción de la campaña de medidas .....	55
2.8.1 Medidas MIMO-Banda Ancha .....	57

### 3. Estudio Teórico-Experimental de la Propagación en Túneles en Banda Estrecha

.....	61
-------	----

3.1 Parámetros estudiados relacionados con el canal MIMO.....	62
3.2 Casos estudiados.....	62
3.3 Metodología empleada para obtener los resultados.....	63
3.4 Caso ideal Rayleigh .....	65
3.4.2 Comportamiento del VBLAST.....	66
3.4.3 Comportamiento de los STBC.....	67
3.4.4 Comparativa entre los VBLAST y los STBC.....	68
3.4.5 Conclusiones.....	69
3.5 Estudio teórico utilizando trazado de rayos.....	69
3.5.1 Simulaciones.....	70
3.5.2 Parámetros intrínsecos de la propagación en túneles teóricos.....	71
3.5.2.1 <i>Condition Number</i> .....	71
3.5.2.2 Correlación media entre antenas.....	74
3.5.2.3 Varianza de la potencia media recibida .....	76
3.5.3 Comportamiento del VBLAST.....	78
3.5.4 Comportamiento de los STBC.....	91
3.5.5 Comparativa entre los VBLAST y los STBC.....	100
3.5.6 Conclusiones.....	102
3.6 Estudio experimental en un túnel real .....	103
3.6.1 Parámetros intrínsecos de la propagación en túneles a partir de medidas....	104
3.6.1.1 <i>Condition Number</i> .....	104
3.6.1.2 Correlación media entre antenas.....	107
3.6.1.3 Varianza de la potencia media recibida .....	109
3.6.2 Resultados en función de la SNR y la distancia del enlace usando polarización vertical .....	110
3.6.2.1 Comportamiento del VBLAST.....	111
3.6.2.2 Comportamiento de los STBC.....	115
3.6.2.3 Comparativa entre los VBLAST y los STBC.....	118
3.6.2.4 Comparativa con los resultados obtenidos utilizando el trazador de rayos .....	121
3.6.2.5 Conclusiones.....	126
3.6.3 Estudio del efecto de la polarización.....	126
3.6.3.1 Caso 1: Potencia transmitida constante .....	129
3.6.3.2 Caso 2: Potencia recibida constante .....	137

3.6.3.3 Conclusiones.....	143
<b>4. Estudio Teórico-Experimental de la Propagación en Túneles en Banda Ancha</b>	<b>145</b>
4.1 Metodología empleada para obtener los resultados.....	147
4.2 Estudio teórico utilizando trazado de rayos.....	151
4.2.1 Parámetros intrínsecos de la propagación en túneles teóricos.....	152
4.2.1.1 <i>Condition Number</i> .....	152
4.2.1.2 Correlación entre antenas .....	154
4.2.1.3 Varianza de la potencia media recibida .....	156
4.2.2 Potencia recibida constante .....	159
4.2.3 Potencia transmitida constante .....	165
4.3 Estudio experimental en un túnel real .....	169
4.3.1 Parámetros intrínsecos de la propagación en túneles a partir de las medidas .....	170
4.3.1.1 <i>Condition Number</i> .....	171
4.3.1.2 Correlación entre antenas .....	173
4.3.1.3 Varianza de la potencia media recibida .....	174
4.3.2 Potencia recibida constante .....	177
4.3.3 Potencia transmitida constante .....	182
4.3.3.1 Resultados obtenidos aplicando los diferentes <i>Time Frequency Codes</i> (TFC's) .....	187
4.4 Comparativa entre los resultados obtenidos utilizando el trazador de rayos y los obtenidos utilizando las medidas experimentales.....	190
4.4.1 Potencia recibida constante .....	190
4.4.2 Potencia transmitida constante .....	191
4.5 Conclusiones.....	192
<b>5. Conclusiones y Líneas Futuras.....</b>	<b>195</b>
5.1 Conclusiones.....	195
5.2 Futuras líneas de investigación.....	198
<b>Lista de Figuras .....</b>	<b>201</b>
<b>Lista de Tablas.....</b>	<b>207</b>
<b>Bibliografía.....</b>	<b>209</b>
<b>Acrónimos .....</b>	<b>219</b>



# Capítulo 1

## Introducción

### 1.1 Motivación y objetivos

Las comunicaciones inalámbricas se han convertido hoy en día en una herramienta imprescindible en la sociedad en la que vivimos. Además, los servicios esperados en dichas comunicaciones han ido cambiando con el paso de los años. En la década de los 90 se demandaba únicamente la comunicación de voz, que era implementada en sistemas que requerían un ancho de banda relativamente pequeño (del orden de decenas de kilohercios). Sin embargo, en la actualidad los hábitos de consumo en las comunicaciones inalámbricas han cambiado radicalmente hacia un consumo de datos, así que uno de los requisitos principales de las tecnologías actuales es conseguir aumentar la capacidad para transmitir contenidos multimedia. Por ello, día a día se trabaja en conseguir mejorar las prestaciones de estos sistemas inalámbricos y así poder afrontar dichas necesidades.

La capacidad de un sistema viene determinada por el producto entre el ancho de banda y la eficiencia espectral. Los sistemas convencionales, llamados *Single-Input Single-Output* (SISO), permiten aumentar la capacidad mediante modulaciones de alto nivel. La falta de espectro radioeléctrico hace que esta alternativa pueda ser mejorada mediante nuevas técnicas. Por ello, surgen los sistemas conocidos como *Multiple-Input*

*Multiple-Output* (MIMO), que utilizan múltiples antenas en transmisión y múltiples antenas en recepción, permitiendo así alcanzar eficiencias espectrales mucho mayores a las alcanzadas en los sistemas convencionales. La robustez de estos sistemas mejora en entornos dispersivos, donde se consigue que la correlación entre las señales transmitidas y recibidas sea baja.

Los sistemas MIMO, como se ha comentado, permiten aumentar la capacidad del enlace inalámbrico. Esta técnica se puede orientar hacia tres fines diferentes: *beamforming*, multiplexación espacial y codificación espacio-temporal. El *beamforming* se utiliza para incrementar la señal a ruido (SNR, *Signal To Noise Ratio*) y reducir las interferencias; la multiplexación espacial se usa para incrementar la tasa de transmisión bruta; y los códigos espacio-temporales para reducir la tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*). Debemos elegir cuál es nuestro objetivo, para de esa forma implementar el algoritmo más adecuado. Existen muchos trabajos que estudian cómo aumentar la capacidad y la calidad de los enlaces inalámbricos aplicando algoritmos espacio-temporales tanto en sistemas que utilizan un ancho de banda reducido (banda estrecha), como en sistemas que utilizan un ancho de banda mayor (banda ancha).

Por otro lado, en los últimos años se ha dado mucha importancia a poder comunicarse en entornos especiales, como es el caso de los túneles donde la naturaleza de los fenómenos físicos que permiten la propagación de las ondas es diferente al de otros entornos, como pueden ser las microceldas o las macroceldas. En este tipo de entornos la energía es conducida por un medio guiado, y conforme la distancia del enlace aumenta, los rayos que llegan al receptor serán aquellos que impactan en las paredes con un ángulo lo suficientemente pequeño. De esa forma, la energía llega al receptor con un ángulo muy reducido en comparación con otros entornos como son las microceldas. Además, la comunicación debe ser continua, fiable y de alta capacidad. Así pues, para cubrir dichas necesidades esta tesis está enmarcada en el estudio de los entornos tipo túnel, centrándose en el comportamiento y el rendimiento de los algoritmos espacio-temporales, ya que en este tipo de entornos se ha investigado muy poco sobre ello.

Por ello **el objetivo principal de esta tesis** es estudiar detalladamente, tanto de forma teórica como experimental, el comportamiento de los sistemas MIMO en túneles. Para ello se estudian los algoritmos más representativos de los sistemas multiantena: el algoritmo *Vertical Bell Labs Space Time* (VBLAST), los códigos *Orthogonal Space Time Block Codes* (OSTBC) y los códigos *Quasy-Orthogonal Space Time Block Codes*

(QSTBC). El rendimiento de dichos algoritmos, según la tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*), se relaciona con las propiedades intrínsecas del canal radio tanto en banda estrecha como en banda ancha.

Los objetivos de esta tesis se desglosan en:

- Estado del arte sobre la implementación de algoritmos MIMO en entornos confinados tipo túnel.
- Implementar los algoritmos fundamentales de MIMO (VBLAST, OSTBC, QSTBC).
- Implementar un simulador electromagnético basado en trazado de rayos para poder simular la respuesta del canal radio en túneles, tanto en banda estrecha como en banda ancha.
- Estudiar las prestaciones (BER) de los algoritmos VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC en banda estrecha para entornos tipo túnel.
- Implementar la transmisión *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM), y posteriormente los algoritmos MIMO sobre OFDM.
- Estudiar las prestaciones (BER) obtenidas en entornos tipo túnel utilizando los algoritmos VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC. Utilizando OFDM en banda ancha y centrando los estudios en las tres bandas del grupo 1 del estándar *Multiband OFDM Ultrawideband* (MB-OFDM UWB).
- Justificar dichas prestaciones con las propiedades intrínsecas del canal.
- Estudiar dicho comportamiento en función de la distancia al transmisor, la frecuencia, la SNR y la polarización de las antenas.

- Realizar dichos estudios tanto de forma teórica, utilizando el simulador electromagnético, como de forma experimental, mediante los resultados experimentales proporcionados por el grupo de investigación TELICE de la Universidad de Lille.
- Comparar los resultados obtenidos de forma teórica y experimental.

## 1.2 Estructura de la tesis

Para cumplir los objetivos se presenta a continuación el contenido de cada uno de los capítulos en los que se ha dividido esta tesis:

En el **capítulo 2** se realiza un estado del arte sobre propagación en túneles, sistemas MIMO y sistemas de gran ancho de banda, describiendo aquellos conceptos que están relacionados con el contenido de la tesis.

El **capítulo 3** presenta los resultados obtenidos en el estudio en banda estrecha de la propagación en un entorno tipo túnel utilizando el algoritmo VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC. Los resultados se han obtenido para tres escenarios distintos: el primero suponiendo que el canal tiene un comportamiento ideal con una distribución Rayleigh, el segundo suponiendo un entorno tipo túnel donde el canal de comunicaciones se ha obtenido de forma determinista mediante un simulador electromagnético de trazado de rayos, y el tercer escenario se trata de obtener los resultados utilizando las matrices del canal real obtenidas mediante una campaña de medidas en un túnel de Francia.

El **capítulo 4** extiende los resultados del capítulo 3 sobre banda estrecha al caso de banda ancha, considerando un canal selectivo en frecuencia. Para ello, se ha implementado un sistema OFDM combinado con algoritmos MIMO. Dichos algoritmos MIMO son los estudiados en el capítulo 3, siendo estos el algoritmo VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC. Además, en este capítulo el estudio se centra en las tres bandas de frecuencias definidas en el grupo 1 del estándar MB-OFDM UWB.

Por último, en el **capítulo 5** se ofrecen las conclusiones generales de la tesis, así como las futuras líneas de investigación a las que puede dar lugar este trabajo.



### 1.3 Publicaciones científicas

El contenido de esta tesis ha dado lugar a 2 publicaciones en revistas internacionales (una de ellas en fase de aceptación), 3 congresos internacionales y 2 congresos nacionales.

Los trabajos del capítulo 3 han sido publicados en:

*Concepción Sanchis Borrás, José-María Molina-García-Pardo, Leandro Juan LLacer, "Análisis de V-Blast a partir de medidas en un túnel", XXIII Symposium de la Union Científica Internacional de Radio, Madrid, 22-24 septiembre 2008.*

*Concepción Sanchis Borrás, José-María Molina-García-Pardo, José-Víctor Rodríguez, Martine Lienard, and Leandro Juan-Llácer "Experimental MIMO and SIMO analysis in a Tunnel", 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 23-27 March, Berlin, Germany, 2009.*

*Concepción Sanchis Borrás, Concepción García Pardo, José-María-Molina García-Pardo y Leandro Juan Llácer, "Comparativa de los STBC y VBLAST en un entorno real", XXIV Symposium de la Union Científica Internacional de Radio, Cantabria, 16-18 septiembre 2009.*

*Concepción Sanchis Borrás, J.M Molina-García-Pardo, M. Lienard, P. Degauque and L. Juan-Llacer, "Polarized QSTBC and VBLAST comparison with measurements", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol.9, pp. 906-909, 2010.*

*Concepción Sanchis-Borrás, C. Garcia-Pardo, J. M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard and P. Degauque, "On the Performance of MIMO Algorithms in Tunnel Environment", Proc. of the Int. Conf. on Intelligent System Commun., Kyoto, Nov. 9-11, 2010.*

Los trabajos del capítulo 4 han sido publicados en:

*Concepción Sanchis Borrás, J.M Molina-García-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, "Performance evaluation of MIMO-OFDM in tunnels", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, 2012 (Pendiente de aceptación).*

*Concepción Sanchis Borrás, J.M Molina-García-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, "Space-Time-Codes and OFDM in Confined Areas", Mosharaka International Conference on Wireless Communications and Mobile Computing, Palma de Mallorca, Spain: 15-17 June 2012.*



# Capítulo 2

## Fundamentos Teóricos

En este capítulo se describen los fundamentos teóricos necesarios para el desarrollo del contenido de la presente tesis doctoral.

Primeramente se hace una introducción sobre la propagación en túneles donde se presentan las investigaciones más importantes llevadas a cabo sobre la caracterización del canal, y también se describen las distintas formas de analizar el comportamiento radioeléctrico en túneles.

A continuación, se introducen los sistemas de múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, *Multiple-Input Multiple-Output*), donde se describen los parámetros estadísticos que en la tesis se han tenido en cuenta para explicar y justificar los resultados. Además, se indican los distintos tipos de ganancia que se pueden conseguir utilizando sistemas MIMO.

También se describen los conceptos fundamentales asociados a la caracterización del canal radio, así como los detectores clásicos en comunicaciones, justificando el elegido para obtener los resultados en la presente tesis. Además, se describen los distintos algoritmos espacio-temporales MIMO implementados para obtener los resultados.

Finalmente, se indican los sistemas por multiplexación por división en frecuencia ortogonal (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), junto con los sistemas

MIMO-OFDM y su aplicación en el estándar *multiband OFDM ultrawideband* (MB-OFDM UWB)

## 2.1 Propagación en túneles

Las comunicaciones en entornos especiales son a día de hoy un requisito en las necesidades de los usuarios. Esta comunicación debe ser continua, fiable y de alta capacidad, así que es muy importante predecir qué es lo que ocurre en cada uno de estos entornos. Los túneles son entornos cerrados donde la naturaleza de los fenómenos físicos que permiten la propagación de las ondas es diferente al de otros entornos como pueden ser las microceldas o macroceldas. Una primera forma de transmitir información en el interior de un túnel consiste en utilizar cables radiantes que se colocan a lo largo de este [Lie99]. Otra forma consiste en el uso de antenas en el exterior del túnel y cerca de la entrada, que se denomina propagación natural [Lie98].

El análisis del comportamiento radioeléctrico en el interior de un túnel se puede realizar considerando el túnel como una guía-onda sobredimensionada con paredes dieléctricas [Dud07]. Otra forma de realizar el análisis es mediante las técnicas de trazado de rayos [Mah74]. También se ha modelado la propagación en el interior de túneles mediante campañas de medidas [Lie00].

Hoy en día, debido a la necesidad de obtener mayores velocidades y comunicaciones más fiables, las investigaciones en los entornos especiales como túneles se centran en sistemas MIMO. Así pues, se ha investigado la caracterización del canal MIMO en túneles basándose en la teoría modal [Mol06], [Mol08a], [Mol09a] donde se relacionan los resultados con la correlación y la capacidad del canal. Además, también se encuentran estudios sobre la influencia de la diversidad en polarización en túneles [Mol09b], [Mol09a] y sobre la despolarización en túneles semicirculares [Lie07].

En la propagación en el interior de los túneles se observa una zona de transición a partir de la entrada del túnel llamada zona de excitación [Mar94], [Lie98], que es posteriormente investigada en [Mar01]. Esta zona se encuentra en un espacio que comprende desde la entrada del túnel hasta una cierta distancia que depende de la geometría del túnel y de la posición de la antena transmisora con respecto a este. Además, se han estudiado distintos métodos para calcular la longitud de dicha zona de excitación [Mol02b], [Corr06]. Los túneles pueden ser excitados de diferentes formas, por ello en los últimos años se ha investigado en analizar la influencia del tipo de excitación en el

comportamiento radioeléctrico del canal. Por ejemplo, en [Lie03], [Mol09c] se realiza un estudio experimental y en [Mol08a], [Lie07], [Mol09d] se realiza un estudio teórico al respecto.

Por otro lado existen muchos estudios basados en aumentar la capacidad y la calidad de los enlaces MIMO, aplicando algoritmos espacio-temporales tanto en canales de banda estrecha como en canales de banda ancha. Por ejemplo, en [Gra07], [Zho10a] se estudia el comportamiento de un sistema MIMO-OFDM aplicando códigos espacio-temporales, también en [Wan11] se aplica un sistema MIMO-OFDM utilizando códigos espacio-temporales en una aplicación radar. Además, en los últimos años los sistemas UWB han adquirido una gran importancia y, por ello, se ha investigado en esa área. Por ejemplo, en [Tan06], [Tra09], [Tra10] se han investigado sistemas MIMO-UWB aplicando códigos espacio-temporales.

Sin embargo, apenas se ha investigado la influencia que tienen dichos algoritmos en las transmisiones en entornos tipo túnel. No obstante, por ejemplo, en [Coc08], [Nsi11] se simulan varios algoritmos espacio-temporales sobre el modelo IEEE802.11a/g de forma teórica utilizando un trazador de rayos 3D haciendo una comparativa entre ellos. Pero no se ha encontrado ninguna publicación relacionada con algoritmos MIMO espacio-temporales en la que se analicen los resultados obtenidos en función de la frecuencia, polarización, distancia del enlace, etc., enlazando dichos resultados con las características intrínsecas del canal. Por ello resulta interesante estudiar detalladamente, tanto de forma teórica como experimental, el comportamiento de dichos algoritmos MIMO en túneles asociando y/o justificando el comportamiento de la tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*) con las propiedades intrínsecas del canal radio.

### 2.1.1 Modelos de propagación en túneles

El análisis del comportamiento radioeléctrico en el interior de un túnel generado por un elemento radiante puede realizarse de diversas formas.

En principio se puede considerar el túnel como una guía-onda dieléctrica de dimensiones mucho mayores que la longitud de onda a la que se realice la comunicación inalámbrica y hacer un análisis modal. En [Chi82], [Zha98a] encontramos soluciones para guías rectangulares y en [Hol00], [Dud06] soluciones para guías circulares. Este análisis resulta sencillo para estructuras simples (rectángulo o cilindro), pero muy complicado si se aumenta la complejidad de la geometría del túnel. En [Dud07] se resume

la formulación de la teoría modal para ambos casos (guías rectangulares y circulares) añadiendo el caso con secciones longitudinales curvadas.

Otra forma de realizar el análisis es mediante las técnicas de trazado de rayos. Están basadas en aproximaciones asintóticas de las ecuaciones de Maxwell y simplifican el estudio de estructuras más complejas. Estas técnicas se han empleado para el análisis de túneles durante más de tres décadas [Mah74]. Como ejemplo, en [Hwa98], [Zha98b] se desarrolla un modelo para el análisis mediante trazado de rayos de túneles rectos, y en [Lam98] se estudian túneles curvos.

En el último modelado la propagación en el interior de túneles es mediante campañas de medidas. En [Zhe99] se estudian túneles trapezoidales, en [Lie00] se analiza la influencia del tráfico en un túnel y en [Zha01] se toman medidas en una mina de carbón y desarrollan un modelo híbrido de propagación.

En la realización de esta tesis doctoral se han utilizado modelos deterministas para obtener la respuesta del canal. De forma teórica mediante un simulador de trazado de rayos y de forma experimental mediante medidas empíricas realizadas en un túnel de Francia.

#### **2.1.1.1 Basados en medidas**

Se basan en obtener la matriz de un canal específico de forma experimental para distintas configuraciones de las antenas y polarizaciones. Para un entorno en concreto, se pueden evaluar diferentes tipos de antenas con distintas configuraciones, variando parámetros como las distancias del enlace, la frecuencia, la polarización, etc. El mayor inconveniente que tiene es que los resultados serán válidos para el entorno específico, y extrapolables a escenarios que presenten similitudes con este. En la sección 2.8 se indica la metodología que se llevó a cabo para tomar las medidas que son analizadas en la presente tesis.

#### **2.1.1.2 Basados en trazado de rayos**

El trazado de rayos es un modelo determinista que se emplea para la predicción de la respuesta del canal de radiocomunicaciones. Se fundamenta en la aplicación de la *Óptica Geométrica (GO)* y la *Teoría Uniforme de la Difracción (UTD)*. A medida que la frecuencia aumenta, la primera zona de *Fresnel*, que es la que concentra la mayor parte de la energía [Ber00], tiende a estrecharse y se puede simular como un rayo [Des72],

[Gla90]. De este modo la propagación de las ondas electromagnéticas se puede seguir de la misma forma que el camino que recorre un rayo óptico, simplificando enormemente el análisis.

Existen dos formas de estudiar el camino seguido por los rayos. La primera se denomina lanzamiento de rayos (*Ray Launching*) y consiste en la emisión de rayos desde el transmisor, con una separación angular constante hacia todas las direcciones del espacio y en su posterior seguimiento [Zhan98]. La segunda de ellas, trazado de rayos (*Ray Tracing*), se basa en la generación de imágenes a partir de todos los obstáculos de los que esté formado el entorno [Mar94]. En este caso el campo eléctrico total es obtenido sumando las contribuciones de todos los rayos que unen las imágenes transmisoras y el punto receptor.

Supongamos un túnel de dimensiones transversales  $a \times b$ . En 2D (considerando sólo el ancho del túnel) las imágenes se calculan según se observa en la Fig. 2.1a y en 3D según la Fig. 2.1b.

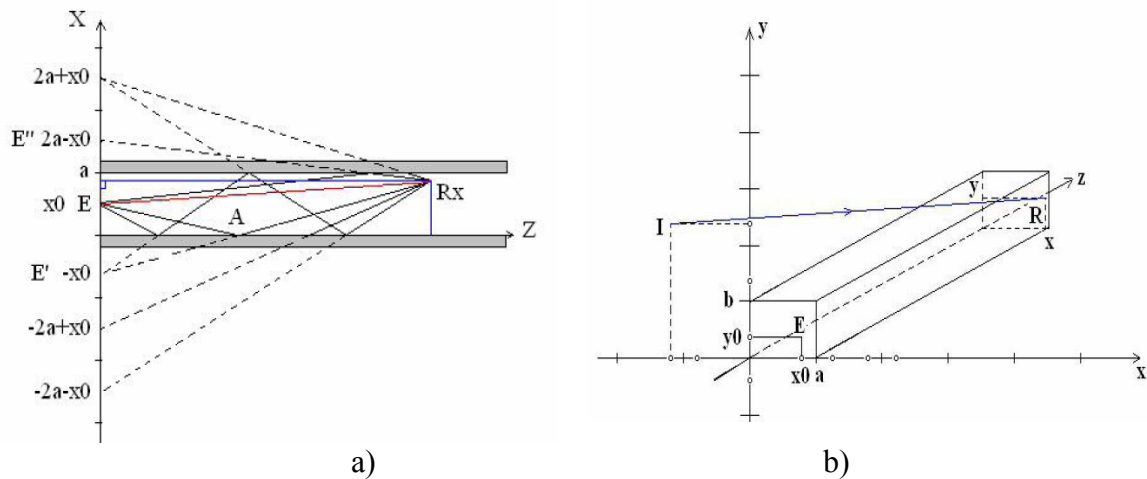


Figura 2.1: Cálculo de las imágenes en a) 2D y b) 3D en un túnel ideal.

Para calcular el campo eléctrico en cada reflexión que se produce en el túnel, este se debe expresar como la suma de dos componentes: una perpendicular al plano incidente  $E_{perp}$  y otra paralela a dicho plano  $E_{para}$ . En cada una de estas componentes un coeficiente de reflexión  $R_{TM}$  y  $R_{TE}$  es aplicado [Dud94], respectivamente. Además, después de cada reflexión se puede obtener la nueva orientación del vector del campo eléctrico. Finalmente, se pueden encontrar los sucesivos planos incidentes siguiendo los rayos reflejados.

Se ha demostrado [Lie97] que si la distancia entre transmisor y receptor es mayor que tres veces la mayor dimensión de la sección del túnel, las ondas permanecen

linealmente polarizadas. En este caso el campo eléctrico total para una frecuencia dada se convierte en un simple sumatorio escalar:

$$E(x, y, z) = \sum_m \sum_n (R_{TM})^m (R_{TE})^n E_d(S_{mn}) \quad (2.1)$$

donde  $E_d(S_{mn})$  es el campo eléctrico radiado en espacio libre por la imagen  $S_{mn}$  y  $m$  y  $n$  son el número de veces que el rayo impacta en las paredes horizontales y verticales respectivamente. Típicamente, para predecir el campo eléctrico total y para distancias de cientos de metros, se necesitan 20 o 30 rayos.

Es esta tesis doctoral se ha utilizado un simulador basado en trazado de rayos para comparar los resultados teóricos con los resultados experimentales.

### 2.1.1.3 Basados en la teoría modal

En la presente tesis doctoral no se hace un análisis directamente mediante la teoría modal, pero sí que algunos resultados se asocian a los modos que se propagan en el túnel. Por ello, a continuación se describen los fundamentos de la teoría modal.

Como se ha comentado se puede considerar un túnel como una guía-onda dieléctrica y así hacer un análisis modal, relacionando los modos que se propagan con el comportamiento del canal [Mol08a], [Mol09a].

No existe solución analítica exacta para el problema de una guía rectangular dieléctrica, debido a la dificultad de satisfacer las condiciones de contorno en las cuatro esquinas dado un plano transversal (plano  $xy$  en Fig. 2.2). Sin embargo, en [Laa76] se obtuvieron unas expresiones aproximadas de la forma de los modos  $e_{m,n}(x, y)$  y las constantes de propagación  $k_{m,n}$  de los modos híbridos que se propagan  $EH_{m,n}^{x,y}$ .

Podemos calcular el campo eléctrico en cualquier punto de la guía mediante el desarrollo en serie de Fourier utilizando las funciones base de los modos. El campo en un punto arbitrario  $(x, y, z)$  viene dado por:

$$E(x, y, z) = \sum_m \sum_n \alpha_{m,n}(z) e_{m,n}(x, y) = \sum_m \sum_n \beta_{m,n} e_{m,n}(x, y) e^{-jk_{m,n}z} \quad (2.2)$$



donde para el modo  $(m,n)$ , los valores de  $\alpha_{m,n}$  y  $\beta_{mn}$  son las amplitudes de los modos en el plano  $z$  y en el plano del transmisor respectivamente,  $e_{m,n}(x,y)$  es la función base del modo y  $k_{m,n}$  la constante de propagación compleja.

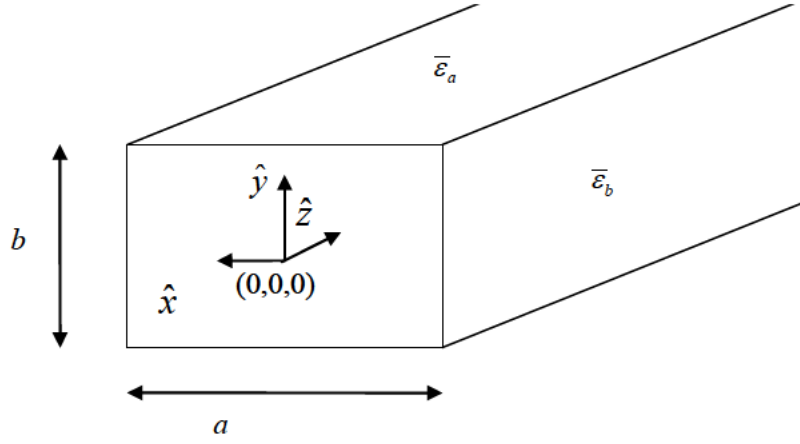


Figura 2.2: Esquema de un túnel arbitrario de dimensiones  $a \times b$  y longitud infinita.

Para polarización vertical, los modos se pueden aproximar a [Laa76]:

$$e_{m,n}(x,y) = \frac{1}{K} \left\{ \left[ \cos\left(\frac{m\pi}{a}x + \varphi_x\right) - \sin\left[\frac{j}{\sqrt{\bar{\epsilon}_a}-1} \frac{2}{ka}\left(\frac{m\pi}{a}x\right)\right] \sin\left(\frac{m\pi}{a}x + \varphi_x\right) \right] \right. \\ \left. \left[ \sin\left(\frac{n\pi}{b}y + \varphi_y\right) + \sin\left[\frac{j\bar{\epsilon}_b}{\sqrt{\bar{\epsilon}_b}-1} \frac{2}{kb}\left(\frac{n\pi}{b}y\right)\right] \cos\left(\frac{n\pi}{b}y + \varphi_y\right) \right] \right\} \quad (2.3)$$

$$\varphi_x = 0, \quad m \text{ par}$$

$$\varphi_x = \pi/2, \quad m \text{ impar}$$

$$\varphi_y = 0, \quad n \text{ par}$$

$$\varphi_y = \pi/2, \quad n \text{ impar}$$

Y la constante de fase a:

$$k_{m,n} = \left\{ \begin{aligned} & \frac{2\pi}{\lambda} \left[ 1 - \frac{1}{2} \left( \frac{m\lambda}{2a} \right)^2 - \frac{1}{2} \left( \frac{n\lambda}{2b} \right)^2 \right] - \\ & j \left( \frac{2}{a} \left( \frac{m\lambda}{2a} \right)^2 \operatorname{Re} \left[ \frac{1}{\sqrt{\epsilon_a} - 1} \right] + \frac{2}{b} \left( \frac{n\lambda}{2b} \right)^2 \operatorname{Re} \left[ \frac{\bar{\epsilon}_b}{\sqrt{\epsilon_b} - 1} \right] \right) \end{aligned} \right\} \quad (2.4)$$

A continuación se muestra la forma de los modos  $EH_{i,1}^y, EH_{i,2}^y, EH_{2,1}^y$  y  $EH_{2,2}^y$  para un túnel rectangular ideal de dimensiones 8 m x 4.5 m:

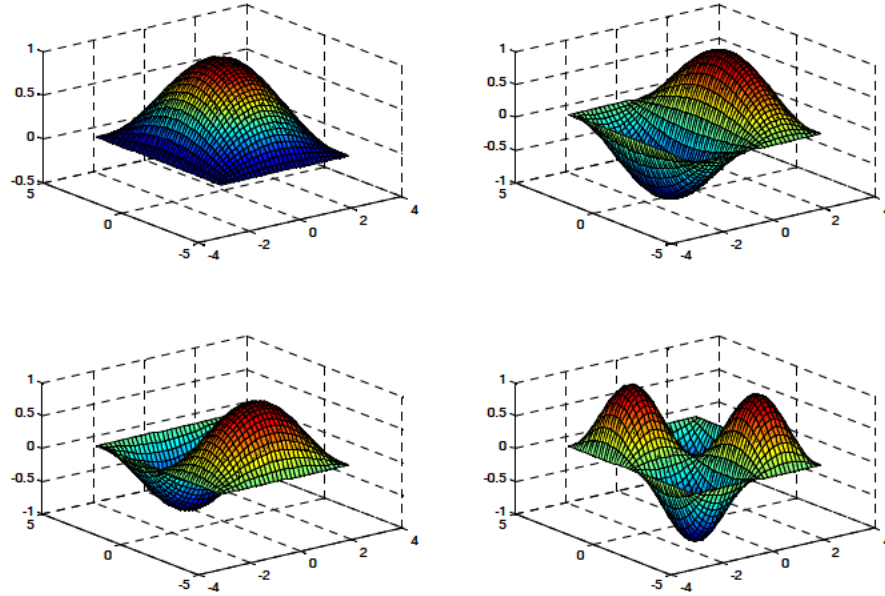


Figura 2.3: Cuatro primeros modos en un túnel de dimensiones 8 m x 4.5 m

## 2.2 Sistemas MIMO

Los sistemas tradicionales están formados por una antena transmisora y otra receptora (SISO, *Single-Input Single-Output*). La capacidad máxima teórica que se puede obtener con un sistema de este tipo fue predicha por *Shannon* en 1948 [Sha48]. En algunos casos, esta configuración se modifica aumentando el número de antenas transmisoras o receptoras para dotar de diversidad en transmisión o en recepción respectivamente, pero con esto no se aumenta la capacidad del sistema.

En la última década el avance tecnológico ha demandado mayores velocidades de transmisión y una mayor demanda de espectro radioeléctrico. Por ello, era necesaria la

aparición de nuevas tecnologías que ayudaran a superar dichas limitaciones. Además, es sabido que el canal radio es un medio de transmisión muy vulnerable ante los desvanecimientos del canal provocados por los fenómenos de propagación. Por ello, son necesarias técnicas que permitan combatir dichos desvanecimientos y así conseguir la calidad necesaria sin reducir la velocidad de transmisión o capacidad del sistema.

En el año 1987 Winter ya introducía el concepto de MIMO. Pero sobre todo los trabajos de Telatar [Tel95] y Foschini [Fos96], demostraron que utilizando los sistemas multiantena se podía aumentar la eficiencia espectral. Este aumento de la capacidad espectral está asociado a una riqueza de dispersión en el entorno, la cual permite la transmisión de información por caminos independientes.

En la Fig. 2.4 se muestra la estructura básica de un sistema MIMO ( $M \times N$ ), donde  $M$  indica el número de antenas transmisoras y el  $N$  el número de antenas receptoras. Además, y como casos particulares de MIMO, están los casos que tienen múltiples entradas y una salida (MISO, *Multiple-Input Single-Output*) y los que tienen una entrada y múltiples salidas (SIMO, *Single-Input Multiple-Output*).

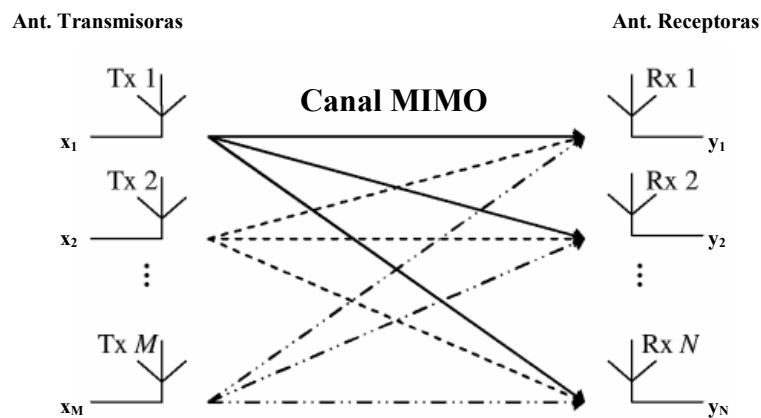


Figura 2.4 Sistema MIMO

Los datos  $(x_1, x_2, \dots, x_M)$  son transmitidos cada uno por una de las  $M$  antenas transmisoras pasando por el canal. En recepción, cada  $y_i$  ( $i=1,2,\dots,N$ ) representa la señal recibida por la antena  $i$ . Así pues, las señales recibidas por cada antena receptora pueden representarse como:

$$\begin{aligned}
y_1 &= h_{11}x_1 + h_{12}x_2 + \dots + h_{1M}x_M \\
y_2 &= h_{21}x_1 + h_{22}x_2 + \dots + h_{2M}x_M \\
&\vdots \\
y_N &= h_{N1}x_1 + h_{N2}x_2 + \dots + h_{NM}x_M
\end{aligned} \tag{2.5}$$

donde  $h_{ij}$  es el coeficiente del canal entre la antena transmisora  $j$  y la antena receptora  $i$ .

Por tanto, se define la respuesta al impulso de un canal MIMO en banda estrecha como:

$$\mathbf{H}(t) = \begin{pmatrix} h_{11}(t) & h_{12}(t) & \dots & h_{1M}(t) \\ h_{21}(t) & h_{22}(t) & \dots & h_{2M}(t) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{N1}(t) & h_{N2}(t) & \dots & h_{NM}(t) \end{pmatrix} \tag{2.6}$$

Normalmente se elimina de la notación la dependencia temporal de los subcanales, simplificando el desarrollo matemático y asumiendo canales invariantes en el tiempo, quedando la señal recibida como:

$$y = \mathbf{H}x + \eta_0 \tag{2.7}$$

donde  $x$  son los símbolos transmitidos,  $\eta_0 \sim CN(0, N_0\mathbf{I})$  es el ruido asumido un vector aleatorio de media cero y varianza  $N_0$ ,  $y$  es el vector recibido y  $\mathbf{H}$  es la matriz del canal normalizada según Frobenius  $E(|H|^2) = 1$  [Tse05].

### 2.2.1 Capacidad MIMO

Muchos trabajos de investigación se han centrado en estudiar la capacidad del canal en entornos reales y así estudiar si las capacidades teóricas introducidas por Foschini y Telatar pueden ser obtenidas en escenarios reales. La capacidad del canal depende de las propiedades estadísticas del canal, influyendo fuertemente la correlación existente entre las antenas tanto en transmisión como en recepción. Se han realizado trabajos teórico-prácticos en entornos tanto de interior como de exteriores para modelar la matriz del canal y estudiar la capacidad [Sar07], [Tun08], [Zho10b]. Además también se han realizado estudios en medios especiales como son los túneles [Lin01], [Mol08a], [Mol09b].

Si se tiene un sistema MIMO cuya señal recibida es la indicada en la expresión (2.7), la capacidad máxima viene dada por [Fos96]:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left( \det \left[ I_N + \frac{SNR}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right] \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (2.8)$$

donde  $(\cdot)^H$  indica la matriz transpuesta conjugada,  $I_N$  es la matriz identidad de dimensiones  $N \times N$  y  $\mathbf{H}$  es la matriz del canal normalizada mediante la norma de Frobenius. Se demuestra en [Tel95], [Fos96] que el aumento de la capacidad máxima teórica para un sistema de estas características tiene un incremento lineal con el número de antenas.

En el caso de un sistema MIMO de banda ancha la capacidad del canal se calcula con la expresión:

$$C = \frac{1}{B} \int_{f_2}^{f_1} \log_2 \left( \det \left( I_N + \frac{SNR}{M} \mathbf{H}(f) \mathbf{H}^H(f) \right) \right) df \text{ bits/s/Hz} \quad (2.9)$$

donde  $B$  es el ancho de banda analizado y las  $f_1$  y  $f_2$  son las frecuencias inicial y final, respectivamente.

El canal MIMO se puede descomponer en varios subcanales independientes, usando para ello la descomposición en valores propios, y pudiendo aplicar el teorema de la capacidad de *Shanon* a cada uno de ellos. La potencia de estos subcanales se obtiene a partir de los valores propios de la matriz de covarianza de  $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$  si  $N > M$  o  $\mathbf{H}^H \mathbf{H}$  si  $N < M$ . El número máximo de canales independientes viene dado por el mínimo entre  $M$  y  $N$ . Por lo tanto, la capacidad puede expresarse como:

$$C = \sum_{i=1}^k \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_i SNR}{M} \right) \text{ bits/s/Hz} \quad (2.10)$$

donde  $k$  es el número de valores propios.

Las expresiones (2.8) y (2.10) indican cuál es la capacidad máxima para un sistema de múltiples antenas cuando el transmisor no conoce la respuesta del canal  $\mathbf{H}$ . En este caso el transmisor reparte la potencia de forma igual entre todas las antenas. En el caso de que el transmisor conozca la respuesta del canal, este puede optimizar la transmisión de la

información repartiendo la potencia de forma que la capacidad sea máxima (inyectando más potencia en los canales más desfavorables). Cuando el transmisor conoce la respuesta del canal y adecua la potencia a este, toma el nombre de *Water-Filling* [Tel95].

## 2.2.2 Parámetros estadísticos relacionados con el canal MIMO

Es interesante, y en muchas ocasiones imprescindible para comprender las prestaciones de un sistema, el analizar la influencia del canal de radiocomunicaciones en una transmisión dada. Para ello, hace falta analizar a fondo la matriz de propagación del canal y conocer los parámetros claves que caracterizan el canal radio como son el número de condición, más conocido por su nomenclatura inglesa como *Condition Number*, la correlación entre antenas, el ancho de banda de coherencia y la varianza de la potencia que presenta el canal. El comportamiento de dichos parámetros variará en función de muchos factores como puede ser la banda de frecuencia, la distancia entre el transmisor y el receptor, la polarización y la naturaleza propia del canal (si es un entorno urbano o un entorno rural...). Así pues, como en la presente tesis se utilizan en más de una ocasión, a continuación se define cada uno de ellos, indicando en qué consisten y cuándo implican un mejor o peor comportamiento del sistema.

### 2.2.2.1 Número de condición (*Condition Number*)

Se define como el cociente entre el valor propio mayor y el valor propio menor de la matriz del canal. Los valores propios ( $\lambda_i$ ) de una matriz se tienen que entender como posibles caminos (canales) por los que puede transmitirse la información entre el transmisor y el receptor. Por ello, no por ser un sistema MIMO quiere decir que siempre tendrá mayor capacidad que un sistema SIMO, ello dependerá de si la matriz está bien condicionada para que la energía a transmitir se reparta por más canales o no. Se dice que la matriz está bien condicionada cuando el *Condition Number* está más cerca de 1, ya que si hay un valor propio que difiere mucho de los demás significa que gran parte de la energía se concentra en un único canal y, por tanto, no se tendrá ventaja por tener más de una antena en transmisión. La expresión asociada al *Condition Number* es la siguiente:

$$c.n = \frac{\max_i \lambda_i}{\min_i \lambda_i} \quad (2.11)$$

### 2.2.2.2 Correlación espacial

Se define como el grado de semejanza estadística entre dos señales cuyas antenas transmisoras y/o receptoras están separadas una cierta distancia [Fer05]. Varios estudios [Shi00], [Mcn02] han analizado el efecto de la correlación en sistemas de diversidad, tanto en transmisión como en recepción, llegando a la conclusión que para valores por debajo de 0.7 se considera un sistema prácticamente incorrelado y, por tanto, se obtendrá mayor ganancia al aplicar diversidad. Sin embargo, para valores por encima de 0.7 el sistema ya se considera correlado y, por tanto, aunque se apliquen técnicas de diversidad se obtendrán ganancias menores. La correlación es un factor clave para estudiar el rendimiento de los sistemas MIMO, además está muy relacionada con el *Condition Number* comentado anteriormente. Al igual que ocurría con el *Condition Number*, al aumentar la correlación disminuyen los canales paralelos (valores propios) efectivos ya que los valores propios de menor magnitud pierden importancia llegando incluso a desaparecer.

Vamos a modelar la correlación para ver la influencia que tiene en la capacidad de un sistema MIMO. Así pues, dada una matriz  $\mathbf{H}$  del canal cuyos elementos están correlados se puede modelar como [Jan04]:

$$\text{vec}(\mathbf{H}) = \mathbf{R}^{1/2} \text{vec}(\mathbf{H}_w) \quad (2.12)$$

donde  $\mathbf{H}_w$  es la matriz del canal totalmente incorrelada con una distribución Rayleigh de tamaño  $(N \times M)$  y  $\mathbf{R}$  es la matriz de covarianza de tamaño  $(MN \times MN)$  definida como:

$$\mathbf{R} = \langle \text{vec}(\mathbf{H}) \text{vec}(\mathbf{H})^H \rangle \quad (2.13)$$

donde  $\text{vec}(\mathbf{H})$  representa la agrupación de las columnas de  $\mathbf{H}$  a modo de vector,  $\text{vec}(\mathbf{H}) = [(h_1)^T, (h_2)^T, \dots, (h_m)^T]^T$  siendo  $h_i$  la  $i$ -ésima columna de  $\mathbf{H}$ ,  $(\cdot)^T$  la operación de transposición y  $(\cdot)^H$  la transpuesta conjugada.

Para simplificar los cálculos se emplea el modelo simplificado de Kronecker [Mcn02]. Este modelo simplifica la matriz de correlación  $\mathbf{R}$  como el producto de dos matrices  $\mathbf{R}_r$  y  $\mathbf{R}_t$ , siendo  $\mathbf{R}_r$  ( $N \times N$ ) la matriz de correlación en recepción y  $\mathbf{R}_t$  ( $M \times M$ ) la matriz de correlación en transmisión. De tal forma que según este modelo la matriz de correlación cruzada se obtiene de la siguiente forma:

$$R = R_t^T \otimes R_r \quad (2.14)$$

donde  $\otimes$  es el producto de Kronecker.

Por ello este modelo interpreta que la señal recibida en el receptor es correlada según la geometría del receptor ( $R_r$ ), y la señal transmitida es correlada en el transmisor por la geometría del transmisor ( $R_t$ ), y todo ello de forma independiente.

Siguiendo este modelo la matriz del canal  $\mathbf{H}$  se define de la siguiente forma:

$$\mathbf{H} = R_r^{1/2} \mathbf{H}_w R_t^{1/2} \quad (2.15)$$

A continuación se indica en la expresión (2.16) cómo se calculan los coeficientes de correlación  $\rho_{p,q}$  entre las antenas receptoras  $p$  y  $q$  de la matriz  $R_r$  para una frecuencia dada  $f$  y para la  $k$ -ésima realización temporal. Para calcular los coeficientes de correlación de la matriz  $R_t$  sería de forma similar pero cambiando las filas por las columnas de la matriz  $\mathbf{H}$  [Lie03].

$$\rho_{p,q} = \frac{E[h^p(f,k) \cdot h^q(f,k)^*]}{\sqrt{|h^p(f,k)|^2 \cdot |h^q(f,k)|^2}} \quad (2.16)$$

donde  $E[\cdot]$  indica el valor medio de todas las antenas receptoras,  $|\cdot|$  indica el valor absoluto y  $h^p(f,k)$  es la  $p$ -ésima fila de la matriz  $\mathbf{H}$ .

Por tanto, ahora la expresión (2.8) de la capacidad de un sistema MIMO en el que el transmisor no conoce la respuesta del canal, se puede definir de la siguiente forma [Jan04]:

$$C_{MIMO} = \log_2 \left( \det \left[ I_N + \frac{SNR}{M} R_r^{1/2} H_w R_t H_w^H R_r^{H/2} \right] \right) \quad \text{bits} / s / Hz \quad (2.17)$$

Si se asume que el número de antenas en transmisión y en recepción es el mismo igual a  $M$  y que las matrices  $R_r$  y  $R_t$  son de rango completo, entonces para altas relaciones de señal a ruido (SNR, *Signal To Noise Ratio*) la capacidad puede ser expresada como:



$$C = \log_2 \det\left(\frac{SNR}{M} H_w H_w^H\right) + \log_2 \det(R_r) + \log_2(R_t) \quad (2.18)$$

donde se observa que la influencia de ambas matrices de correlación en la capacidad es la misma. A continuación se examinan las condiciones en  $R_r$  que maximizan la capacidad y las mismas condiciones se aplican a  $R_t$ :

$$\det(R_r) = \prod_{i=1}^M \lambda_i(R_r) \leq 1 \quad (2.19)$$

donde  $\lambda_i(R_r)$  representa los valores propios de  $R_r$ .

Además, la potencia es constante de tal forma que  $\sum_{i=1}^M \lambda_i(R_r) = M$ . Esto significa que  $\log_2 \det(R_r) \leq 0$ . Ello únicamente puede ser cero si todos los valores propios de  $R_r$  son iguales ( $R_r = I_M$ ). Por ello, en el momento que la correlación aumenta y el número de valores propios disminuye hará que  $\log_2 \det(R_r) < 0$ , y por tanto, la capacidad será menor.

Comentar que en los capítulos 3 y 4 se estudia la correlación media en recepción, cuyo valor se ha calculado a partir de la matriz de correlación en recepción  $R_r$  definida por la expresión (2.20), donde cada elemento indica la correlación entre la antena receptora  $p$  y  $q$  definida por la expresión (2.16). Así pues para calcular dicha correlación media, se suman y se promedian en valor absoluto los coeficientes de la matriz triangular inferior o superior de  $R_r$ , ya que son equivalentes.

$$\begin{pmatrix} 1 & \rho_{1,2} & \cdots & \rho_{1,q-1} & \rho_{1,q} \\ \rho_{2,1} & 1 & \cdots & \cdots & \rho_{2,q} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_{p-1,1} & \cdots & \cdots & 1 & \rho_{p-1,q} \\ \rho_{p,1} & \rho_{p,2} & \cdots & \rho_{p,q-1} & 1 \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

### 2.2.2.3 Ancho de banda de coherencia

El ancho de banda de coherencia ( $B_c$ ) mide la distancia en frecuencia donde las envolventes complejas de dos portadoras sin modular están altamente correladas [Jak74]. También se puede definir como una medida estadística del rango de frecuencias en el que

un canal puede considerarse plano [Rap96]. Este parámetro está ligado inversamente a la dispersión de retardo [Fle96]. El ancho de coherencia se suele definir mediante un umbral a partir del cual la correlación es menor que un cierto valor. En la presente tesis se ha obtenido el ancho de banda de coherencia para un valor umbral igual a 0.9 calculado como:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2.21)$$

donde  $\sigma_\tau$  es el *rms delay spread* definido en la expresión (2.34).

#### 2.2.2.4 Varianza de la potencia del canal

La potencia media de una matriz del canal  $\mathbf{H}$  se calcula mediante:

$$P_H = \frac{1}{NM} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^M |h_{ij}|^2 \quad (2.22)$$

donde  $h_{ij}$  es el coeficiente de la respuesta del canal entre la antena receptora  $i$  y la antena transmisora  $j$ , mientras que  $M$  y  $N$  son el número de antenas transmisoras y receptoras del sistema como se ha establecido a lo largo de toda la tesis.

Ahora bien, si se normaliza la matriz  $\mathbf{H}$  según la norma de Frobenius [Mcn02], [Alm03] para que la potencia media del canal sea  $\mu = E\langle |\mathbf{H}|^2 \rangle = 1$ , ya no tiene sentido hablar de potencia media asociada al canal como factor indicativo de la influencia del canal sobre el sistema global ya que al normalizarla siempre será 1. Además, en los cálculos presentados en la tesis siempre se normaliza la potencia de la matriz del canal considerando varias frecuencias, por ello, resulta interesante saber la distribución de la potencia entre dichas frecuencias. Así pues se estudia la varianza de la potencia que hay entre las respuestas del canal asociadas a cada una de dichas frecuencias, calculándola como se indica a continuación:

$$Var(P_H(f)) = E_f \left( \left( |P_H(f)|^2 - \mu \right)^2 \right) \quad (2.23)$$

donde  $\mu$  sería la potencia media normalizada de  $H$  respecto todas las frecuencias y  $P_H(f)$  indica la potencia del canal asociada a una determinada frecuencia.

Además, en [Pan06] se indica el límite superior e inferior de la BER para canales selectivos en frecuencia y, concretamente, para sistemas OFDM, concluyendo que el límite inferior sería un canal plano en frecuencia y el límite superior un canal muy selectivo en frecuencia con un perfil de retardo de potencia (PDP, *Power Delay Profile*) uniforme. Por tanto se observa que en los sistemas OFDM el comportamiento de la BER está muy relacionado con los desvanecimientos en frecuencia, por lo que en aquellos canales que tengan desvanecimientos más profundos en un mayor número de frecuencias/portadoras, la eficiencia del sistema disminuirá ya que la BER aumentará. Por ello, se pensó que la varianza de la potencia asociada a la matriz del canal en el dominio de la frecuencia, podía ser una buena forma de comparar entre canales más selectivos en frecuencia con desvanecimientos más profundos (varianza mayor), y canales menos selectivos con desvanecimientos más suaves (varianza menor).

### 2.2.3 Tipos de ganancia en los sistemas MIMO

En las comunicaciones MIMO se encuentran distintos tipos de ganancias clasificados según la forma física y/o de procesamiento de señal que utilizan para conseguir dicha ganancia. Así pues, dependiendo del tipo de ganancia se conseguirán beneficios en la calidad y/o en la capacidad de la transmisión.

Se pueden encontrar tres tipos de ganancias llamadas ganancia de array, ganancia por diversidad y ganancia por multiplexación espacial. En la Fig. 2.5, se resume el beneficio de cada una de ellas.

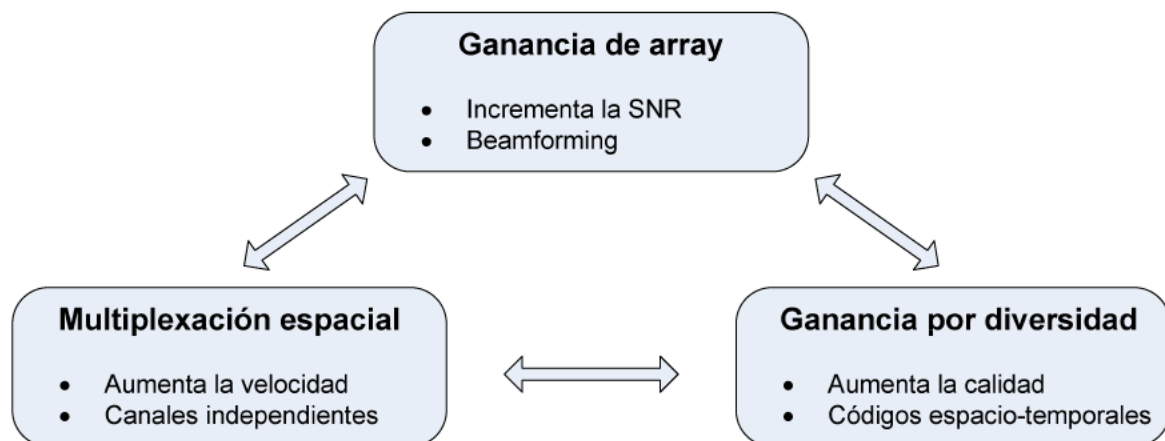


Figura 2.5: Tipos de Ganancias en MIMO

### 2.2.3.1 Ganancia de array

La ganancia de array [Bac00] es un aumento de la SNR en el receptor debido a un procesamiento de la señal en el transmisor o en el receptor. Este procesamiento consiste en combinar varias señales. Para obtener esta ganancia, bien el transmisor o el receptor, debe conocer el canal. Dado que es más sencillo que el receptor conozca la respuesta del canal, la ganancia de array se suele implementar en el receptor. Además, el hecho de trabajar con arrays de antenas permite redirigir dichas antenas según la dirección de más potencia recibida, para así incrementar la SNR. A esta técnica se le denomina conformación de haz (*beamforming*) [Wei03].

### 2.2.3.2 Ganancia por diversidad

La diversidad, en general, ha sido investigada para incrementar la calidad de transmisión en aquellos canales que sufren desvanecimientos.

Las técnicas de diversidad introducen generalmente redundancia de la misma información en la transmisión para combatir de forma más eficiente los posibles desvanecimientos del canal sobre la señal, y así poder obtener en recepción una señal más fiable. En definitiva, la ganancia por diversidad representa el número de caminos distintos que recorre un mismo símbolo y, por tanto, el número de canales que se pueden promediar en recepción para detectar dicho símbolo.

Como ejemplo, considerar una señal modulada por desplazamiento de fase binaria (BPSK, *Binary Phase-Shift Keying*) y transmitida en un sistema SISO. Además, se sabe [Pro95] que la probabilidad de error ( $P_e$ ) en SNR elevadas es:

$$P_e(SNR) \approx \frac{1}{4} SNR^{-1} \quad (2.24)$$

Sin embargo, transmitiendo la misma señal por un sistema SIMO ( $N=2$  y  $M=1$ ) la probabilidad de error es:

$$P_e(SNR) \approx \frac{3}{16} SNR^{-2} \quad (2.25)$$

Con esto se observa que por el hecho de aumentar el número de antenas en recepción la probabilidad de error decrece con la SNR con un factor de 2 ( $SNR^{-2}$ ). Por

tanto, en general la probabilidad de error cae según  $SNR^{-d}$  para un sistema MIMO, donde  $d$  se conoce como *ganancia por diversidad*. La expresión (2.26) obtiene la ganancia por diversidad:

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{\log P_e(SNR)}{\log(SNR)} = -d \quad (2.26)$$

Por tanto, realmente en un sistema MIMO la máxima ganancia por diversidad que proporciona el canal es  $MN$ .

Para conseguir ganancia por diversidad existen múltiples técnicas como diversidad espacial, temporal, frecuencial y por polarización, que se describen a continuación.

### **Diversidad espacial**

La diversidad espacial es la más genérica en los sistemas MIMO ya que significa transmitir por más de una antena y/o recibir por más de una antena. Para ello las antenas tienen que estar lo suficientemente separadas, para crear caminos independientes lo más incorrelados posibles. La idea es transmitir la misma información por caminos distintos, de tal forma que la señal recibida sea más fiable; y debido a la redundancia añadida en la transmisión poder disminuir en recepción el desvanecimiento provocado por el canal. Actualmente se combina la diversidad espacial con la temporal, frecuencial y por polarización.

### **Diversidad temporal**

En este caso réplicas de la señal transmitida son proporcionadas a lo largo del tiempo siguiendo un determinado patrón de codificación. Por ello en este caso se está combinando diversidad espacial en transmisión con la diversidad temporal. Esta combinación da lugar a los códigos espacio-temporales (STC, *Space Time Code*) que introdujo Alamouti [Ala98]. En la siguiente figura se muestra un ejemplo de codificación espacio-temporal donde las filas indican la antena y las columnas indican el instante de tiempo en el que se transmitirá el símbolo en cuestión. En el apartado 2.5.2 se explican detalladamente los códigos bloque espacio-temporales (STBC, *Space Time Block Code*).

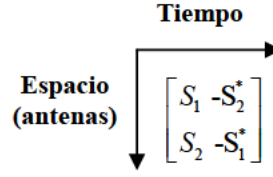


Figura 2.6: Ejemplo de codificación STBC, codificación de Alamouti para 2 antenas transmisoras.

### Diversidad frecuencial

Este tipo de diversidad proporciona réplicas de la señal original en el dominio de la frecuencia. Al igual que en el caso anterior, este tipo de diversidad en sistemas MIMO se ha combinado con diversidad espacial, dando lugar a los códigos bloque espacio-frecuenciales (SFBC, *Space Frequency Block Code*) [Lee00], [Gon02] y, además, con diversidad temporal dando lugar a los códigos espacio-temporales-frecuenciales (STFC, *Space Time Frequency Code*) [Mol02a], [Rao04], [Tra09], [Tra10]. Tanto los SFBC como los STFC se han aplicado en los sistemas OFDM. En la Fig. 2.7 se muestra un ejemplo de un SFBC, donde las filas indican las antenas y las columnas las frecuencias en cuestión (en el ejemplo únicamente se tendrían dos antenas y dos frecuencias).

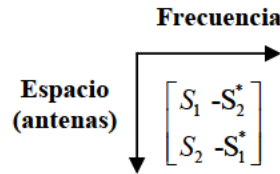


Figura 2.7: Ejemplo de codificación SFBC

Como se observa en la figura, de forma paralela o simultánea, la antena uno transmitirá  $S_1$  y  $-S_2^*$  sobre dos frecuencias distintas  $f_1$  y  $f_2$ , respectivamente. A la vez, la antena dos transmitirá  $S_2$  y  $-S_1^*$  sobre las mismas frecuencias.

### Diversidad por polarización

Además de los anteriores tipos de diversidad también se puede jugar con la polarización de las múltiples antenas de los sistemas MIMO. El uso de múltiples polarizaciones ha sido bien conocido y estudiado a lo largo del tiempo [Lee72] y ha sido visto como una forma de obtener beneficio combinándolo con la diversidad espacial a pesar de no estar lo suficientemente separadas las antenas [Koz84]. El hecho de utilizar

polarización cruzada hace que la correlación disminuya y por ello, se consigan mejores resultados. Además, en la última década se han hecho muchos estudios sobre los beneficios de aplicar diversidad por polarización en distintos entornos MIMO [Lin01] [And01], [Val06], [Mol09b].

### 2.2.3.3 Ganancia por multiplexación espacial

La multiplexación espacial se entiende como la transmisión de flujos de información en paralelo de forma independiente, pudiéndose así aumentar la velocidad de transmisión. El número máximo de flujos dependerá del rango de la matriz del canal  $\mathbf{H}$ , es decir, del número de valores propios distintos de cero de la matriz  $\mathbf{H}$ . Por tanto para aumentar la capacidad en los sistemas MIMO, se necesitan entornos que estén lo más incorrelados posibles para que el rango de la matriz del canal sea elevado y así poder obtener beneficios de la multiplexación espacial. Así pues, con ello se concluye que no siempre que se aumente el número de antenas en transmisión implicará un aumento de capacidad, ya que, dependerá del número de valores propios que presente la matriz  $\mathbf{H}$ , y por tanto, de la correlación del canal (ver sección 2.2.2.2).

En [Zhe03] la ganancia por multiplexación espacial viene dada por:

$$\lim_{SNR \rightarrow \infty} \frac{R(SNR)}{\log(SNR)} = r \quad (2.27)$$

donde se observa que la ganancia por multiplexación  $r$  describe el comportamiento asintótico de la velocidad de transmisión  $R$  del sistema en función de la SNR. La máxima ganancia viene dada por  $r_{max} = \min(M, N)$ .

Por tanto, el beneficio de la diversidad espacial es disminuir la probabilidad de error enviando la misma información de forma redundante, mientras que la multiplexación espacial busca aumentar la velocidad (capacidad) enviando información independiente por múltiples caminos.

Está demostrado [Zhe03], [Sib11] que existe un compromiso entre ambas ganancias: a mayor ganancia por multiplexación espacial menor ganancia por diversidad, como se indica en la siguiente expresión:

$$d^*(r) = (M - r)(N - r) \quad (2.28)$$

donde  $d^*(k)$  representa la máxima diversidad espacial dada una determinada diversidad por multiplexación  $r$  y suponiendo bloques de información de tamaño  $l \leq M+N-l$ .

## 2.3 Caracterización del canal radio

La caracterización del canal radio es fundamental para el diseño de sistemas de comunicaciones inalámbricas. Esta caracterización debe ser realista debido a varios aspectos: el desarrollo de estándares debe reflejar un comportamiento realista del canal, el diseño de sistemas inalámbricos debe estar basado en los parámetros que lo describen, y los prototipos deben ajustarse a modelos realistas del canal.

El canal radio representa la mayor limitación de una comunicación inalámbrica. Su comportamiento es aleatorio y su análisis complicado. El modelado del canal ha sido históricamente una de las partes más difíciles del diseño de un sistema de radiocomunicaciones.

Cuando se transmite información por un canal móvil inalámbrico, la señal enviada desde la antena del transmisor se ve sometida a diferentes efectos como la reflexión, difracción y dispersión generados por la propagación multicamino, que aparecen debido a los múltiples obstáculos físicos y naturales que se encuentran en su recorrido hasta llegar al receptor. Estos efectos de distorsión de la señal traen como consecuencia que al móvil lleguen a través de distintos trayectos y de forma aleatoria muchas contribuciones o réplicas de la señal transmitida, cada una de ellas con una atenuación, una fase, un retardo de propagación y un ángulo de llegada ya que son réplicas que proceden de diferentes difusores. Este efecto es conocido como efecto multicamino o *multipath*.

En la Fig. 2.8 se representa la potencia recibida por un receptor en unidades logarítmicas (dBm) cuando este se desplaza a lo largo de un recorrido. Esta potencia es proporcional al cuadrado del voltaje recibido  $P_r \propto |V(x)|^2$  [Ber00].



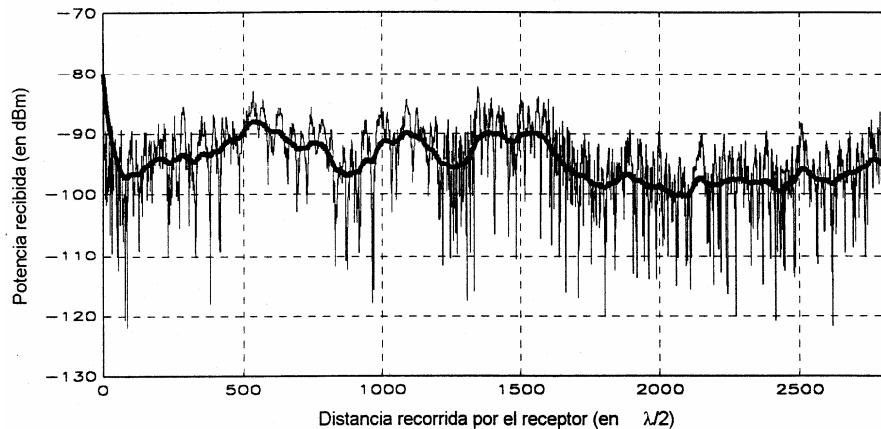


Figura 2.8: Potencia recibida en el receptor (dBm) para un recorrido dado en términos de  $\lambda/2$ .

Se observan claramente dos comportamientos de la potencia recibida. El primero de ellos es debido a pequeños desplazamientos del receptor que dan lugar a una variación rápida de la potencia recibida, se denomina desvanecimiento rápido de la señal (*Small Scale Fading o Fast Fading*). Este desvanecimiento es debido a que la señal recibida es la suma de múltiples contribuciones que provienen de diferentes posiciones, y la suma se puede realizar desde en fase hasta en contrafase. Los desvanecimientos de la señal pueden llegar a ser de 3 o 4 órdenes de magnitud (30 - 40 dB). Por otro lado, si se promedia la potencia recibida en pequeñas áreas, normalmente con ventanas de entre  $5\lambda$  y  $40\lambda$  [Rap96], se observa un comportamiento más suave de la potencia media recibida, y se denomina desvanecimiento lento de la señal (*Large-Scale Fading o Slow Fading*). Este comportamiento es el resultado del cambio de los elementos del entorno. El hecho de que los nuevos elementos que configuran un entorno cambien, da lugar a una variación del valor medio de la señal.

### 2.3.1 Desvanecimiento rápido del canal (*Small-Scale Fading*)

El *Small-Scale fading* describe las fluctuaciones rápidas de la amplitud, de la fase y del retardo de la señal radio durante cortos periodos de tiempo o distancias recorridas. El desvanecimiento lento puede considerarse constante durante recorridos cortos de la señal. Utilizando de nuevo el voltaje de la señal recibida  $V(x_i)$  en un punto  $x_i$ , se puede estudiar el comportamiento del desvanecimiento rápido de la señal normalizando este voltaje como se indica a continuación:

$$r_i = V(x_i) / \overline{V(x_i)} \quad (2.29)$$

donde  $r_i$  es el voltaje normalizado en el punto  $x_i$ . La distribución de probabilidad de  $p(r)$  en zonas donde no hay visión directa entre transmisor y receptor sigue una distribución de probabilidad del tipo Rayleigh [Par96] (definida para valores positivos de  $r$ ):

$$p(r) = \frac{r}{\rho^2} e^{-r^2/2\rho^2} \quad (2.30)$$

donde  $\rho^2$  es la varianza. Para lugares donde existe una contribución dominante a las demás, como por ejemplo en el caso de visión directa, la distribución es del tipo Rice [Par96]:

$$p(r) = \frac{r}{\rho^2} \exp\left(-\frac{r^2 - r_0^2}{2\rho^2}\right) I_0\left(\frac{r \cdot r_0}{\rho^2}\right) \quad (2.31)$$

donde  $I_0$  es la función de primera clase y orden cero de *Bessel*,  $r_0$  es un parámetro proporcional a la potencia de la onda dominante y  $\rho^2$  es la varianza. La amplitud relativa de la onda dominante con respecto al resto de componentes se mide con el parámetro  $K = r_0^2 / 2\rho^2$ . Cuando  $r_0$  es igual a cero, la distribución se convierte en Rayleigh, y cuando  $r_0$  se hace muy grande, la distribución tiende a una distribución Gausiana.

Los factores más importantes que influyen en el desvanecimiento rápido de la señal son los siguientes [Rap96]:

- La propagación multicamino: la presencia de reflectores cambia constantemente. Múltiples señales con amplitudes y fases aleatorias causan fluctuaciones de la potencia de la señal como se ha indicado anteriormente.
- Velocidad del móvil: cuando el receptor está en movimiento se produce una modulación en frecuencia denominada efecto *Doppler*. Esta modulación producirá un ensanchamiento de la señal en frecuencia.
- Los objetos del entorno pueden estar en movimiento, lo que produce una variabilidad de las contribuciones que llegan al receptor.

- El ancho de banda de la señal puede ser superior al ancho de banda del canal. Se define este ancho de banda del canal como la mayor distancia en frecuencia donde dos señales están altamente correladas en amplitud.

### 2.3.1.1 Parámetros en el dominio del tiempo

Un canal móvil inalámbrico que presenta propagación multicamino suele modelarse a partir de la función de respuesta al impulso cronovariante  $h(t, \tau)$ . Para predecir dicha función se transmite un pulso  $p(t)$  de muy corta duración, de modo que se puede considerar que es equivalente a una delta de Dirac. Este método permite discernir las diferentes réplicas que llegan al receptor.

La característica temporal de un canal móvil inalámbrico se puede obtener a partir de su PDP normalizada representada por  $P_h(t, \tau)$ . La PDP define la potencia media del canal multicamino en función del retardo  $\tau$  de cada una de las réplicas. Así pues la PDP se calcula como [Pro95], [Mol05]:

$$PDP = |h(t, \tau)|^2 \quad (2.32)$$

donde  $||$  representa la amplitud instantánea.

A partir de la PDP se obtienen los parámetros temporales que caracterizan el canal.

El primer parámetro temporal de la PDP es el exceso de retardo medio (*mean excess delay*) definido como el primer momento de la PDP y su expresión es:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.33)$$

donde  $k$  es el número total de réplicas multicamino en el receptor,  $\tau_k$  el retardo de la  $k$ -ésima réplica y  $a_k^2$  la potencia instantánea de cada una de las réplicas.

El segundo parámetro es el valor cuadrático medio del ensanchamiento del retardo (*rms delay spread*), se corresponde a la raíz cuadrada del segundo momento de la PDP y su expresión es:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2}$$

donde

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.34)$$

donde  $\bar{\tau}$  equivale a la expresión (2.33).

Por último, se define un tercer parámetro como el máximo retardo entre la primera  $\tau_0$  y la última  $\tau_L$  réplica en recepción, conocido como ensanchamiento del retardo (*delay spread*) del canal, y viene expresado como:

$$\tau_m = \tau_L - \tau_0 \quad (2.35)$$

### 2.3.1.2 Tipos de desvanecimientos en pequeña escala

El tipo de desvanecimiento va a depender de la naturaleza de la señal transmitida respecto a las características del canal radio. La señal transmitida está definida por el ancho de banda que ocupa y por el período de símbolo. El comportamiento del canal es determinado principalmente por dos factores: el efecto multicamino, que causa dispersión temporal y una limitación del ancho de banda utilizable; y el movimiento del receptor, que provoca desplazamiento Doppler y, por tanto, dispersión frecuencial y una limitación en el dominio del tiempo.

La dispersión temporal producirá un desvanecimiento en frecuencia bien selectivo o bien plano. Si el canal presenta una ganancia constante y una fase lineal a lo largo de un ancho de banda  $B_c$  (ancho de banda de coherencia) mayor que el ancho de banda de la señal transmitida entonces el desvanecimiento se considera plano. Desde el punto de vista temporal se producirá un desvanecimiento plano cuando el periodo de símbolo de la señal transmitida sea mayor que el *Delay Spread*. Por otro lado, el desvanecimiento selectivo en frecuencia aparece cuando el canal tiene un ancho de coherencia menor que el ancho de banda de la señal transmitida. Como el ancho de banda de la señal es mayor que el ancho de banda del canal, se les denomina también canales de banda ancha. En este tipo de canales la señal sufre una fuerte dispersión en el tiempo que puede llegar a producir interferencia entre símbolos (ISI, *Inter Symbol Interference*).

### 2.3.2 Desvanecimiento lento del canal (*Large-Scale Fading*)

El comportamiento *Large-Scale Fading* se puede separar del *Small-Scale Fading* mediante el promedio de la señal recibida en una ventana centrada en  $x$ :

$$\overline{V}(x) = \frac{1}{2W} \int_{-W/2}^{W/2} V(x+s) \cdot ds \quad (2.36)$$

donde  $W$  es el tamaño de la ventana,  $V(x)$  representa el voltaje recibido en un punto  $x$ .

La variación de señal se hace normalmente en unidades logarítmicas, y se demuestra que para áreas que estén a una distancia similar de una estación base, la distribución es del tipo log-normal [Ber00].

$$U_i = 10 \log \langle V^2(x_i) \rangle$$

$$p(U_i - \langle U \rangle) = \frac{1}{\sigma \sqrt{2\pi}} \exp \left[ -\frac{(U_i - \langle U \rangle)^2}{2\sigma^2} \right] \quad (2.37)$$

donde  $U_i$  es el cuadrado del voltaje promediado en una zona dada en unidades logarítmicas,  $\langle U \rangle$  es el valor medio y  $\sigma$  la desviación típica.

## 2.4 Detectores clásicos

En un sistema MIMO una vez la información ha sido transmitida por el canal, la señal recibida por cada una de las antenas receptoras será una combinación de las  $M$  señales transmitidas interfiriéndose unas en otras. Por tanto para estimar la información transmitida, hará falta un algoritmo/detector en recepción que nos permita estimar las  $M$  señales transmitidas a pesar de la interferencia entre ellas, la respuesta del canal y el ruido sumado en recepción.

Así pues existen muchos detectores, pero los más comunes son el de máxima semejanza (ML, *Maximum Likelihood*), el cero forzado (ZF, *Zero Forcing*) y el que minimiza el error cuadrático medio (MMSE, *Minimum Mean Square Error*). En los apartados siguientes se describe cada uno de ellos [Jan04].

### 2.4.1 Maximum Likelihood (ML)

Para el modelo de sistema MIMO descrito en la expresión (2.7) la expresión del detector ML es la siguiente [Jan04]:

$$\hat{x} = \min_{x \in S} \|y - \mathbf{H}x\|^2 \quad (2.38)$$

donde el detector selecciona el vector de símbolos transmitido  $x$  que multiplicado por la realización del canal  $\mathbf{H}$ , minimiza la distancia con el vector recibido  $y$ . La minimización se realiza sobre todos los posibles vectores de símbolos transmitidos  $x$  pertenecientes al conjunto  $S$  que representa los símbolos de una determinada constelación. Todo ello convierte este receptor como uno de los más óptimos.

Por tanto, la complejidad computacional que presenta este algoritmo de detección dependerá del tamaño de la constelación empleada y del número de antenas en transmisión. Ello implica que para implementaciones con un elevado número de antenas transmisoras  $M$  y/o con un tamaño de constelación elevado sea mejor utilizar el método de detección ZF o el MMSE que se describen en los apartados siguientes.

### 2.4.2 Detectores lineales

La detección basada en ecualizadores lineales estima el vector de símbolos transmitidos utilizando una matriz de ecualización  $\mathbf{G}$ , de tal forma que el vector de símbolos estimados se obtiene como  $\hat{x} = \mathbf{G}y$ .

Así pues la matriz  $\mathbf{G}$  se definirá dependiendo del detector lineal que se utilice.

#### 2.4.2.1 Zero Forcing (ZF)

En este caso la matriz de ecualización  $\mathbf{G}$  viene definida como la pseudo-inversa de  $\mathbf{H}$ , suponiendo que  $\mathbf{H}$  es invertible:

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H = \mathbf{H}^\dagger \quad (2.39)$$

donde  $\mathbf{H}^H$  es la matriz transpuesta conjugada y  $\mathbf{H}^\dagger$  la matriz pseudo-inversa.

Este método de detección presenta el inconveniente de que no tiene en cuenta el ruido que se le suma a la señal transmitida. En este aspecto es mejor usar el método MMSE que sí que minimiza los efectos del ruido.

#### 2.4.2.2 Minimum Mean Square Error (MMSE) (Detector elegido)

En este caso la matriz de ecualización  $\mathbf{G}$  viene definida como:

$$\mathbf{G} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{I_M}{\gamma})^{-1} \mathbf{H}^H \quad (2.40)$$

donde  $\gamma$  es la SNR que se tiene en recepción.

Por tanto el MMSE minimiza el error provocado por el ruido, ya que tiene en cuenta la SNR. Por ello, en la tesis ha sido elegido como detector para todas las simulaciones.

## 2.5 Algoritmos espaciales utilizados

En este apartado se van a describir los algoritmos implementados en la tesis, siendo estos el *Vertical Bell Labs Space Time* (VBLAST) y los códigos STBC por ser los más representativos.

### 2.5.1 Algoritmo VBLAST

Para conseguir elevadas velocidades gracias a la ganancia por multiplexación espacial, Fochini planteó en [Fos98] una arquitectura conocida como *Bell Labs Space Time* (BLAST), cuya implementación resultó demasiado complicada. En cambio, una versión posterior conocida como VBLAST [Gol99] tuvo mucho éxito ya que era más sencilla de implementar. La Fig. 2.9 muestra un diagrama simplificado del sistema VBLAST. Un flujo de datos es demultiplexado en  $M$  subflujos (tantos como antenas transmisoras) siendo cada uno modulado siguiendo una constelación, por ejemplo, la modulación de amplitud en cuadratura (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*). Además, la potencia transmitida total es independiente del número de antenas transmisoras.

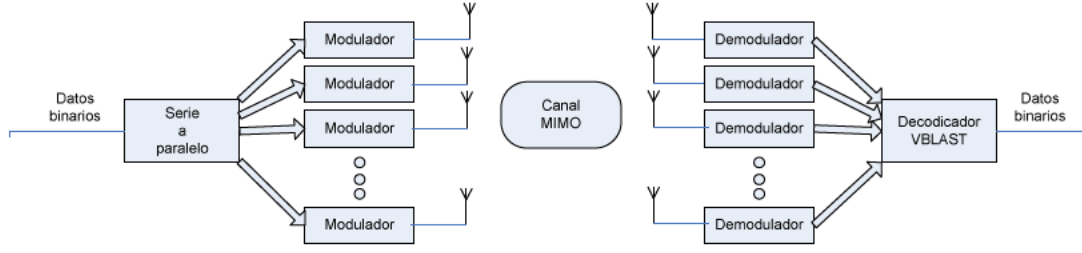


Figura 2.9: Esquema MIMO-VBLAST

La señal recibida y a la salida de las antenas receptoras sería:

$$y = x_1 h_1 + x_2 h_2 + x_3 h_3 + \dots + x_N h_N + \eta_0 \quad (2.41)$$

donde  $x_i$  son los símbolos transmitidos por la  $i$ -ésima antena y  $h_i$  es la  $i$ -ésima columna de la matriz  $\mathbf{H}$  del canal MIMO. Además, y como se indicó en la expresión (2.7)  $\eta_0$  es el ruido que se suma a las señales transmitidas.

El proceso consiste en 2 pasos [Wol98]:

- Supresión: se obtienen los símbolos transmitidos por una antena, mientras los demás son anulados.
- Cancelación de interferencia: se restan los símbolos detectados en el paso anterior a la señal total recibida.

La clave de la *supresión* está en encontrar un vector de pesos  $w$  que al multiplicarlo por la matriz  $\mathbf{H}$  se quede con los datos asociados a una antena transmisora dada. Para ello, el vector  $w$  tiene que cumplir la siguiente condición:

$$w_i^T h_j = \begin{cases} 0, & i \neq j \\ 1, & i = j \end{cases} \quad (2.42)$$

donde  $()^T$  representa la operación de transposición. De tal forma que el vector de símbolos transmitidos por la antena  $i$  se puede expresar como:

$$\begin{aligned} d_i &= w_i^T y = w_i^T h_1 x_1 + w_i^T h_2 x_2 + \dots + w_i^T h_i x_i + \dots + w_i^T h_N x_N + w_i^T \eta_0 = \\ &= 0 + 0 + \dots + x_i + 0 + w_i^T \eta_0 \end{aligned} \quad (2.43)$$



En cuanto, a la forma de obtener el vector de pesos  $w$ , dependerá del criterio de detección que se decida, pudiendo ser ZF o MMSE, obteniendo mejores resultados mediante el MMSE. Así pues, y siguiendo lo indicado en las expresiones (2.39) y (2.40),  $w$  se obtendrá de la siguiente forma dependiendo del caso:

$$\begin{aligned} \text{caso ZF :} \quad w &= \mathbf{H}^\dagger \\ \text{caso MMSE :} \quad w &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{I_M}{\gamma})^{-1} \mathbf{H}^H \end{aligned} \quad (2.44)$$

Tanto ZF como MMSE son muy utilizados en la actualidad por su baja complejidad. No obstante, el criterio escogido en las simulaciones presentadas en la presente tesis ha sido MMSE por su mejora respecto el ZF (ver sección 2.4.2.2).

Por último, sólo queda estimar el vector de símbolos transmitidos por la antena  $i$ -ésima en función de la modulación utilizada como:

$$\hat{x}_i = Q(d_i) \quad (2.45)$$

donde  $Q()$  es la función de decisión correspondiente.

En cuanto al paso de *cancelación de interferencias*, consiste en restar a la señal recibida  $y$  la interferencia ocasionada por los símbolos ya detectados de la siguiente forma:

$$y' = y - \hat{x}_i h_i \quad (2.46)$$

Este proceso conjunto de supresión y cancelación de interferencias se repetirá sucesivamente hasta decodificar los  $M$  subflujos transmitidos. Este proceso, en general, es llamado como cancelación de interferencias sucesivas (SIC, *Successive Interference Cancellation*).

Además, se puede aplicar un orden óptimo para ir obteniendo los distintos subflujos de información transmitidos por las distintas antenas, obteniendo primero los flujos transmitidos con mayor SNR y luego los de menor [Wol98]. A continuación, se indica la expresión de la SNR asociada al  $i$ -ésimo subflujo de símbolos detectados:

$$\rho_i = \frac{\langle |x_i|^2 \rangle}{\sigma^2 \|w_i\|^2} \quad (2.48)$$

donde  $\sigma^2$  es la potencia del ruido,  $\langle \cdot \rangle$  expresa el valor medio y  $\|\cdot\|$  expresa la norma. Por tanto, viendo la expresión (2.48) se deduce que primero se decodificarán los subflujos que tengan un vector de pesos  $w$  cuya norma sea menor.

Como resumen se describe a continuación el algoritmo de decodificación VBLAST-MMSE con orden óptimo denominado OSIC:

**Fase de inicialización:**

1.  $i \leftarrow 1$
2.  $\mathbf{G}_1 = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{I_M}{\gamma})^{-1} \mathbf{H}^H$
3.  $k_1 = \arg \min_j \|(\mathbf{G}_1)_j\|^2$

**Fase de Recursión**

1.  $w_{k_i} = \langle \mathbf{G}_i \rangle_{k_i}$
2.  $d_{k_i} = w_{k_i}^T \cdot y_i$
3.  $\hat{x}_{k_i} = Q(d_{k_i})$
4.  $y_{i+1} = y_i - \hat{x}_{k_i} \cdot h_{k_i}$
5.  $\mathbf{G}_{i+1} = ((\mathbf{H}_{\bar{k}_i}^H \mathbf{H}_{\bar{k}_i} + \frac{I_M}{\gamma})^{-1} \mathbf{H}_{\bar{k}_i}^H)$
6.  $k_{i+1} = \arg \min_{j \notin \{k_1, \dots, k_i\}} \|(\mathbf{G}_{i+1})_j\|^2$
7.  $i \leftarrow i + 1$

(2.49)

donde en el punto 5 de la fase de recursión  $\mathbf{H}_{\bar{k}_i}$  indica la matriz  $\mathbf{H}$  en la que la columna  $k_i$  ha sido sustituida por ceros.

## 2.5.2 Algoritmos STBC

Los sistemas MIMO han supuesto un gran reto e interés por su alta capacidad [Fos98], [Tel98]. En [Tar98], [Has02] los códigos bloque espacio temporales (STBC) fueron propuestos para combatir los desvanecimientos del canal potenciando la ganancia por diversidad y así mejorar la fiabilidad del enlace.

Los códigos STBC se caracterizan por su matriz de codificación la cual representa la codificación espacio temporal que se va a realizar. Está formada por  $p$  columnas y  $M$  filas, donde el número de columnas indica el número de periodos temporales para transmitir un bloque de símbolos codificados y el número de filas indica el número de antenas transmisoras. En la expresión (2.52) se representa un ejemplo de la matriz de codificación introducida por Alamouti [Ala98] donde  $p = M = 2$ .

Una propiedad o parámetro muy importante en los STBC es la velocidad de codificación  $R$ , definida como el ratio entre el número de símbolos modulados  $k$  que coge el codificador y el número de periodos de tiempo  $p$  que se necesitan para transmitir un bloque de símbolos codificados.

$$R = \frac{k}{p} \quad (2.50)$$

El esquema Alamouti (Fig. 2.10) es el único dentro de los códigos ortogonales que mantiene una velocidad de codificación igual a 1, todos los demás códigos de más de 2 antenas transmisoras consiguen velocidades menores ( $\frac{3}{4}$ ) [Tir00].

La eficiencia espectral de los códigos STBC se expresa como:

$$\eta = \frac{km}{p} \text{ bits/s/Hz} \quad (2.51)$$

donde  $m$  indica el número de bits por símbolo modulado.

### 2.5.2.1 Códigos ortogonales (OSTBC)

Los códigos STBC o OSTBC son la familia cuyas matrices de codificación están diseñadas de tal forma que las columnas son ortogonales entre sí, consiguiendo una decodificación óptima en el receptor.

El código Alamouti [Ala98] fue el primer esquema STBC para un canal *flat fading* que permitía transmitir con 2 antenas manteniendo la misma velocidad que con una antena, pero incrementando la diversidad en recepción de uno a dos. El esquema Alamouti es el indicado en la siguiente figura:

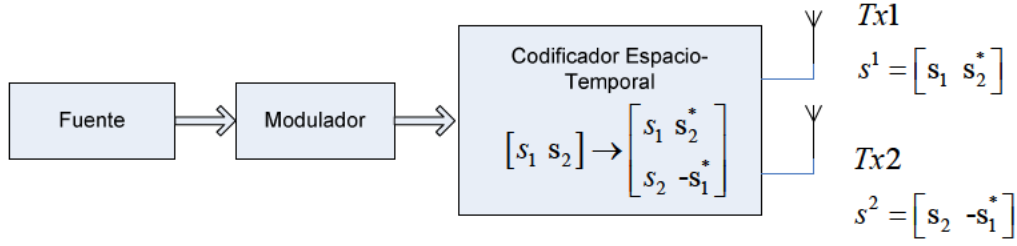


Figura 2.10: Esquema Alamouti

Como se observa en la Fig. 2.10, en el esquema Alamouti, primeramente la fuente puede ser modulada siguiendo, por ejemplo, una modulación QAM y, a continuación, los símbolos obtenidos a la salida del modulador se codifican según la matriz de codificación cogiendo bloques de 2 símbolos  $[s_1 \ s_2]$  y aplicándoles la transformación espacio-temporal correspondiente. A continuación, se indica la matriz espacio-temporal de Alamouti:

$$S = \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

Se observa que en el instante de tiempo 1 la antena uno transmitirá  $s_1$  y la antena dos  $s_2$ , mientras que en el instante de tiempo 2 la antena uno transmitirá  $s_2^*$  y la antena dos transmitirá  $-s_1^*$ . Donde  $()^*$  indica la transpuesta conjugada.

Por tanto, el esquema Alamouti para un sistema MIMO 2x1 puede expresarse como:

$$\begin{bmatrix} r_1 & r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_0^1 & \eta_0^2 \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

donde  $r_1$  y  $r_2$  son los datos que recibe la antena receptora en el instante 1 y 2, respectivamente. Mientras que  $h_1$  y  $h_2$  son las respuestas del canal respecto la antena transmisora 1 y 2, respectivamente. Por último,  $\eta_0^1$  y  $\eta_0^2$  indican el ruido que se añade a la señal transmitida por la antena 1 y 2, respectivamente.

Pero, la expresión (2.53) se puede sobreescribir como [Mec04]:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_0^1 \\ (\eta_0^2)^* \end{bmatrix} \quad (2.54)$$

donde se observa que se está aplicando la codificación de Alamouti sobre la matriz  $\mathbf{H}$  del canal siendo, por tanto, la  $\mathbf{H}$  una matriz ortogonal. De esta forma un sistema STBC se puede ver como un sistema MIMO normal donde se transmite una determinada información sin codificar por un canal codificado. Por tanto, utilizando notación corta la expresión (2.54) es equivalente a la expresión que indica la señal recibida en un sistema MIMO general:

$$y = \mathbf{H}x + \eta_0 \quad (2.55)$$

donde el vector  $y = [r_1 \ r_2^*]^T$  es introducido y el vector  $x = [s_1 \ s_2]^T$  representa los datos a transmitir por la antena 1 y la antena 2.

En el receptor se pueden estimar los símbolos transmitidos aplicando un ecualizador. En la presente tesis y como se ha comentado en el apartado 2.4.2.2 se ha optado por aplicar el ecualizador MMSE pudiendo estimar la información transmitida como:

$$\hat{x} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \frac{I_M}{\gamma})^{-1} \mathbf{H}^H y \quad (2.56)$$

donde  $\gamma$  es la SNR considerada en el sistema.

### 2.5.2.2 Códigos casi ortogonales (QSTBC)

La forma de superar dicho límite de velocidad de transmisión que presentan los códigos OSTBC cuando aumentamos el número de antenas es permitir una pequeña no ortogonalidad en las matrices de codificación. Así pues, aparecen los códigos casi ortogonales (QSTBC, *Quasy Space Time Block Code*) [Tir00],[Pap01],[Mec04] que sí que permiten velocidades de codificación igual a 1.

La matriz de codificación casi ortogonal que nos interesaba para hacer las comparativas que incluye la presenta tesis doctoral es aquella pensada para 4 antenas

transmisoras. Para ello se eligió la matriz de codificación para 4 antenas definida en [Mec04], donde a partir de la matriz de codificación para el caso MISO 2x1 definido por Alamouti, se obtiene la matriz de codificación para el caso 4x1 como una extensión del caso 2x1:

$$\begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Donde se puede observar que si trabajamos con matrices 2x2:

$$\begin{aligned} H_1 &= \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ -h_2^* & h_1^* \end{bmatrix} \\ H_2 &= \begin{bmatrix} h_3 & h_4 \\ -h_4^* & h_3^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2.58)$$

Entonces la matriz de codificación para el caso de 4x1 se puede expresar de forma similar a la matriz de codificación definida por Alamouti para 2x1:

$$\begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ -h_2^* & h_1^* & -h_4^* & h_3^* \\ -h_3^* & -h_4^* & h_1^* & h_2^* \\ h_4 & -h_3 & -h_2 & h_1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix} H_1 & H_2 \\ -H_2^* & H_1^* \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

Por último, a continuación se indica la matriz de codificación para un sistema MIMO 4x4 y que es una extensión del sistema anterior MISO 4x1 pero en este caso para 4 antenas receptoras [Mec04]:

$$\begin{bmatrix}
 h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\
 -h_{12}^* & h_{11}^* & -h_{14}^* & h_{13}^* \\
 -h_{13}^* & -h_{14}^* & h_{11}^* & h_{12}^* \\
 h_{14} & -h_{13} & -h_{12} & h_{11} \\
 h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\
 -h_{22}^* & h_{21}^* & -h_{24}^* & h_{23}^* \\
 -h_{23}^* & -h_{24}^* & h_{21}^* & h_{22}^* \\
 h_{24} & -h_{23} & -h_{22} & h_{21} \\
 h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\
 -h_{32}^* & h_{31}^* & -h_{34}^* & h_{33}^* \\
 -h_{33}^* & -h_{34}^* & h_{31}^* & h_{32}^* \\
 h_{34} & -h_{33} & -h_{32} & h_{31} \\
 h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \\
 -h_{42}^* & h_{41}^* & -h_{44}^* & h_{43}^* \\
 -h_{43}^* & -h_{44}^* & h_{41}^* & h_{42}^* \\
 h_{44} & -h_{43} & -h_{42} & h_{41}
 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{bmatrix}
 H_1 & H_2 \\
 -H_2^* & H_1^* \\
 H_3 & H_4 \\
 -H_4^* & H_3^* \\
 H_5 & H_6 \\
 -H_6^* & H_5^* \\
 H_7 & H_8 \\
 -H_8^* & H_7^*
 \end{bmatrix} \quad (2.60)$$

Donde :

$$\begin{aligned}
 H_1 &= \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ -h_{12}^* & h_{11}^* \end{bmatrix} ; & H_2 &= \begin{bmatrix} h_{13} & h_{14} \\ -h_{14}^* & h_{13}^* \end{bmatrix} \\
 H_3 &= \begin{bmatrix} h_{21} & h_{22} \\ -h_{22}^* & h_{21}^* \end{bmatrix} ; & H_4 &= \begin{bmatrix} h_{23} & h_{24} \\ -h_{24}^* & h_{23}^* \end{bmatrix} \\
 H_5 &= \begin{bmatrix} h_{31} & h_{32} \\ -h_{32}^* & h_{31}^* \end{bmatrix} ; & H_6 &= \begin{bmatrix} h_{33} & h_{34} \\ -h_{34}^* & h_{33}^* \end{bmatrix} \\
 H_7 &= \begin{bmatrix} h_{41} & h_{42} \\ -h_{42}^* & h_{41}^* \end{bmatrix} ; & H_8 &= \begin{bmatrix} h_{43} & h_{44} \\ -h_{44}^* & h_{43}^* \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

## 2.6 Sistemas OFDM

### 2.6.1 Breve historia

En los últimos años las aplicaciones en comunicaciones móviles han ido avanzando de tal forma que se necesitan velocidades de transmisión muy altas. Sin embargo, la duración de símbolo se ve reducida con el incremento de la velocidad de

transmisión provocando mayor ISI. Una forma de evitar la ISI es aplicar técnicas OFDM [Chu87].

OFDM es una forma especial de multi-portadora (MC, *Multicarrier*) que surge sobre el año 1960. El concepto de MC fue primeramente propuesto por Chang [Cha66] en 1966. Anteriormente a Chang, Doelz [Doe57] ya implementó un sistema especial multiportadora. Holsinger [Hol64] introdujo en Massachusetts Institute of Technology en 1964 los sistemas MC. Pero las implementaciones MC requerían de generadores de subportadoras sinusoidales y demoduladores complejos, por ello, dichas implementaciones estaban catalogadas como de gran complejidad. Esta limitación, estuvo presente en los sistemas militares hasta 1971 cuando Weinstein y Ebert [Wei71] sugirieron la *Discrete Fourier Transform* (DFT) como función matemática clave para implementar los sistemas MC dando lugar a la OFDM como la entendemos hoy en día. Además, la implementación de sistemas multiportadora con ecualización fue investigada por Hirosaki [Hir80] y Peled y Ruiz [Pel80]. En 1985, Cimini aplicó OFDM en comunicaciones móviles [Cim85] y en [Cas91], Casas y Leung plantearon el uso de sistemas MC sobre canales radio FM.

Actualmente, OFDM se está aplicando en muchos contextos. En los entornos guiados, las técnicas OFDM son también conocidas como *Discrete Multi-Tone* (DMT) y son empleadas en *Asymmetric Digital Subscriber Line* (ADSL), *High-bit-rate Digital Subscriber Line* (HDSL), y *Very-high-speed Digital Subscriber Line* (VDSL). En entornos radio, OFDM ha sido utilizada por muchos estándares europeos, tales como *Digital Audio Broadcasting* (DAB), *Digital Video Broadcasting for Terrestrial Television* (DVB-T), *Digital Video Broadcasting for Handheld terminals* (DVB-H), Wireless Local Area Networks (WLANs) y Broadband Radio Access Networks (BRANs). Además, OFDM ha sido elegido por un número considerable de estándares como *Institute of Electrical and Electronics Engineers* 802.11 (IEEE 802.11), el IEEE 802.15 y el IEEE 802.16. Además, se utiliza también en la tecnología *Long Term Evolution* (LTE) y en comunicaciones Ultrawideband (UWB) en el estándar MB-OFDM UWB.



### 2.6.2 Modelo OFDM

En OFDM el flujo total de datos de alta velocidad a transmitir es dividido en subflujos de baja velocidad y transmitidos en paralelo modulados sobre un conjunto de subportadoras ortogonales entre sí [Han03], asegurando así que las señales transmitidas por distintas subportadoras no se interfieren entre sí debido a dicha ortogonalidad. Todo ello hace que cada subportadora experimente un desvanecimiento plano en frecuencia (*flat fading*), convirtiéndose así una transmisión banda ancha selectiva en frecuencia en  $N_c$  (tantas como subportadoras) transmisiones banda estrecha y planas en frecuencia. Por ello, la ecualización en las transmisiones OFDM es mucho más sencilla, pudiéndose utilizar cualquier ecualizador de banda estrecha para cada una de las  $N_c$  transmisiones por separado.

Los sistemas OFDM presentan una serie de ventajas respecto a otras técnicas de transmisión de banda ancha como:

- Es una técnica eficiente para combatir la ISI introducida por la propagación multicamino.
- Simplifica el problema de la ecualización multicamino [Pel80], [Sar95].
- Se pueden usar modulaciones diferentes en cada una de las subportadoras. Shannon en 1948 [Sha48] sugirió que se podía conseguir mayor capacidad en canales selectivos en frecuencia utilizando sistemas MC, adaptando la potencia transmitida y la velocidad de transmisión a la SNR que presentaban los diferentes subcanales.
- Cada subportadora puede asociarse a un usuario diferente, dando lugar a las técnicas de acceso al medio OFDMA [Kof02], [Lar04] tan utilizadas hoy en día.

Pero, también presentan una serie de desventajas respecto a otras técnicas de transmisión de banda ancha como:

- Presenta un aumento en la relación de potencia pico-promedio (PAPR, *Peak-to-Average Power Ratio*) [Han03], requiriendo un mayor rango lineal en el amplificador del transmisor.
- Presenta una gran sensibilidad a los desplazamientos en frecuencia, dando lugar a interferencias entre portadoras (ICI, *Inter-Carrier Interference*) [Moo94].

A continuación se indica la expresión de un símbolo OFDM [Duc06]:

$$x_m(n) = \sum_{k=0}^{N_c-1} X_m(k) e^{j2\pi nk/N} = \text{IDFT}\{X_m(k)\} \quad 0 \leq n \leq N_c - 1 \quad (2.61)$$

donde  $X_m(k)$  es la subportadora  $k$ -ésima del símbolo OFDM  $m$ -ésimo y  $N_c$  es el número total de subportadoras.

La señal OFDM en transmisión tiene la forma de la operación matemática conocida como la transformada de Fourier inversa discreta (IDFT, *Inverse Discrete Fourier Transform*) si se trabaja en el dominio discreto. Por ello, en la práctica, su implementación se lleva a cabo mediante una IDFT por su baja complejidad. En el receptor se realiza el proceso inverso, es decir, una DFT para obtener los datos transmitidos.

A continuación, es necesario añadir el Prefijo Cíclico (CP) para combatir el efecto multicamino y eliminar la ISI. Se trata de copiar las últimas muestras del símbolo OFDM al principio del símbolo, para así, conseguir realizar una convolución circular con el canal y simplificar la ecualización en recepción [Duc06], [Hwa09]. Para evitar la interferencia entre símbolos el CP tiene que ser mayor que el *delay spread*. Por último, la señal es transmitida por el canal radio llegando al receptor donde primeramente se elimina el CP obteniendo la señal  $y_m(n)$  como:

$$y_m(n) = \sum_{l=0}^{L-1} x_m(n-l)h_m(l) + \eta_0(n) \quad 0 \leq n \leq N_c - 1 \quad (2.62)$$

donde  $L$  es el número de réplicas multicamino significantes del canal,  $\eta_0(n)$  es el ruido aditivo blanco gaussiano (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) y  $h_m(l)$  es la respuesta del canal para el símbolo OFDM  $m$ -ésimo.

Por último se realiza la DFT de la señal OFDM, obteniendo la señal en el dominio de la frecuencia como se indica a continuación:

$$Y_m(k) = \text{DFT}\{y_m(n)\} = X_m(k)H_m(k) + W_m(k) \quad 0 \leq k \leq N_c - 1 \quad (2.63)$$

donde  $H_m(k)$  y  $W_m(k)$  son la respuesta del canal y el ruido en el dominio de la frecuencia, respectivamente.

A continuación, se indica el esquema general de la OFDM.

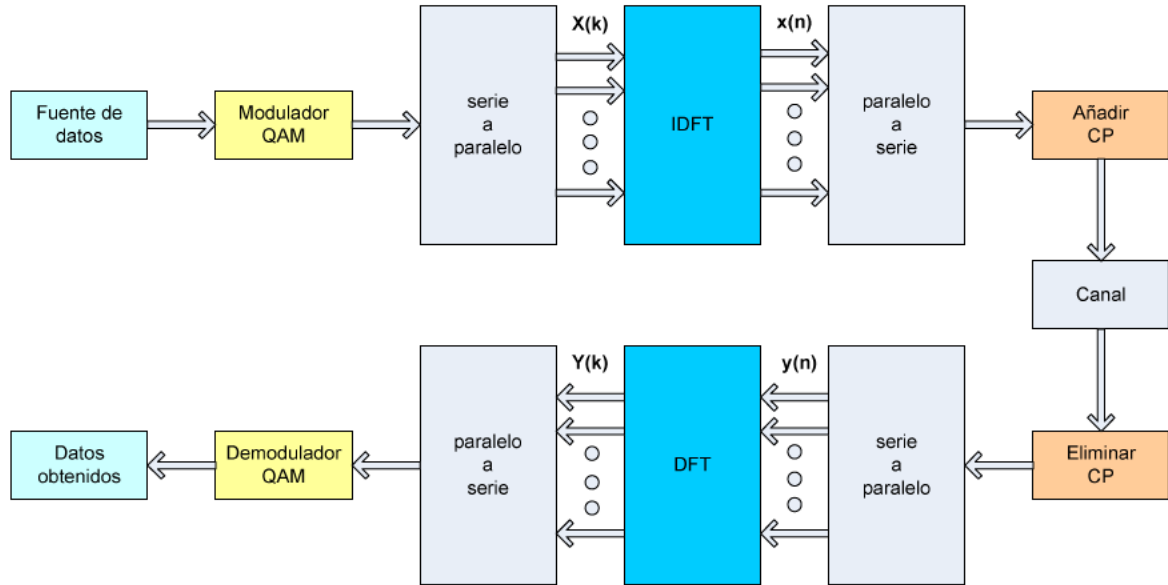


Figura 2.11: Esquema OFDM

### 2.6.3 Sistemas MIMO-OFDM

Combinando OFDM con técnicas multiantena se logra incrementar la eficiencia espectral y mejorar la fiabilidad de la comunicación [Ket10]. MIMO-OFDM originalmente fue propuesto para mitigar la ISI en los sistemas MIMO convirtiéndose en una combinación ideal para conseguir velocidades de transmisión muy elevadas. Uno de los primeros trabajos sobre MIMO-OFDM es el de Seshadri [Ses99] donde se estima el canal para un sistema MIMO-OFDM. En los últimos años ha ido convirtiéndose en una área muy popular en las comunicaciones móviles donde se ha ido investigando en las distintas técnicas de diversidad sobre OFDM [Gia02], [Mol02a], [Tan06], [Gra07], [Tra09] y se continua investigando [Zho10a], [Ket10], [Wan11], [Ros11] para mejorar al máximo las comunicaciones móviles.

Los sistemas MIMO-OFDM se están usando en muchos de los estándares que escogieron OFDM como técnica de transmisión (Wifi, Wimax, HSPA+ y LTE) [Mus09].

La Fig. 2.12 muestra la estructura general de un sistema MIMO-OFDM:

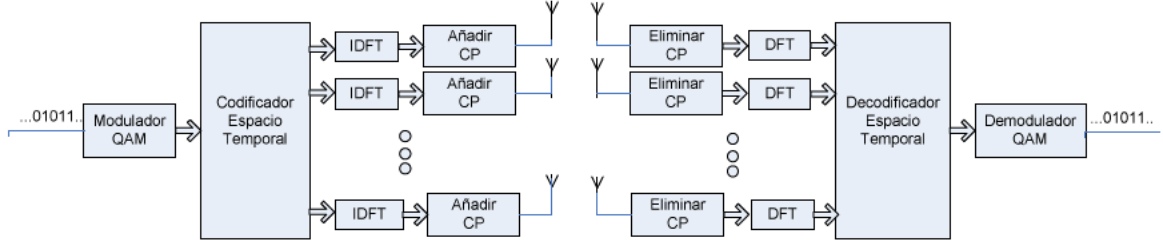


Figura 2.12: Esquema MIMO-OFDM

En la Fig. 2.12 se observa que la única diferencia que se tiene con un sistema MIMO (Fig. 2.9) es que los datos que se vayan a transmitir por cada antena se les realiza la IDFT y se les añade el prefijo cíclico para conseguir los símbolos OFDM que serán transmitidos por cada una de las antenas. En un sistema MIMO-OFDM se trata cada subportadora del símbolo OFDM como un canal banda estrecha plano en frecuencia de forma similar a lo comentado en los sistemas OFDM simples. Ello puede ser visto como  $N_c$  sistemas MIMO en paralelo operando en banda estrecha.

Si ahora interpretamos el diagrama de la Fig. 2.12 matemáticamente, la señal a la salida de la DFT para el símbolo OFDM  $m$ -ésimo coincidirá con la expresión (2.63) donde se indicaba la señal a la salida de la DFT para un sistema SISO-OFDM. Pero ahora pensando que se trata de un sistema MIMO y, por tanto, matricialmente dicha expresión en este caso quedaría de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} Y_1(k) \\ Y_2(k) \\ \vdots \\ Y_N(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{1,1}(k) & H_{1,2}(k) & \cdots & H_{1,M}(k) \\ H_{2,1}(k) & H_{2,2}(k) & \cdots & H_{2,M}(k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N,1}(k) & H_{N,2}(k) & \cdots & H_{N,M}(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(k) \\ X_2(k) \\ \vdots \\ X_M(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_1(k) \\ W_2(k) \\ \vdots \\ W_N(k) \end{bmatrix} \quad (2.64)$$

donde  $0 \leq k \leq N_c - 1$  indica la subportadora. Por tanto, la señal recibida se puede expresar como:

$$Y_i(k) = \sum_{m=1}^M H_{i,m}(k) X_m(k) + W_i(k) \quad (2.65)$$

donde se observa que la expresión (2.65) es la misma que para el caso MIMO cuya expresión es la (2.7) con la diferencia de que cada elemento está compuesto por  $N_c$  elementos.

Para estimar en recepción los símbolos transmitidos  $\hat{X}_i$ , donde  $i$  indica la antena transmisora, el método a aplicar será el mismo que para un sistema MIMO banda estrecha pero aplicándolo  $N_c$  veces, decodificando cada uno de los símbolos por separado para cada una de las subportadoras. De esta forma el sistema MIMO-OFDM en recepción se interpreta como  $N_c$  sistemas MIMO banda estrecha decodificados por separado.

### 2.6.3.1 Algoritmos espacio-temporales implementados sobre OFDM

En el estudio realizado para banda ancha en la presente tesis se han estudiado los casos VBLAST-OFDM [Fer11] y STBC/QSTBC-OFDM [Zho10a] por ser los más representativos como se ha justificado previamente. La diferencia entre ambos sistemas de transmisión radica en la implementación del codificador y decodificador espacio-temporal (ver Fig. 2.12).

En un principio se parte de símbolos modulados  $X(m)$  donde  $m$  indica el instante temporal. A continuación en el caso VBLAST, dicho flujo de símbolos es demultiplexado en  $M$  subflujos y ya cada subflujo es tratado como un sistema SISO-OFDM individual, como se indica en la Fig. 2.11. Por otro lado, en recepción, el decodificador aplicado en el caso del VBLAST será el descrito en la sección 2.5.1 adaptado a OFDM, como se indica en la sección 2.6.3.

Sin embargo, si se trata del caso STBC/QSTBC-OFDM al pasar la secuencia de símbolos modulados  $X(m)$  por el codificador espacio-temporal se aplica la matriz de codificación comentada en la sección 2.5.2. La diferencia principal es que por el hecho de ser un sistema OFDM la codificación se realiza sobre vectores de símbolos de tamaño  $N_c$  (número de subportadoras OFDM). En este caso el decodificador aplicado será el descrito en la sección 2.5.2 adaptado a OFDM como se indica en la sección 2.6.3.

## 2.7 Sistemas MIMO-UWB

La tecnología UWB se caracteriza por su gran ancho de banda espectral y en los últimos años ha sido el centro de muchos estudios adquiriendo mucha importancia. En 2002, la *Federal Communications Comisión* (FCC) aprobó que transmisiones radio UWB pudiesen legalmente operar en el rango de 3.1 GHz a 10.6 GHz con una potencia de transmisión de -41.3 dBm/MHz [FCC 02-48]. Según la FCC un dispositivo UWB es aquel cuyo ancho de banda fraccional es mayor que el 20% de su frecuencia central, o bien, aquel cuyo ancho de banda mínimo está limitado a 500MHz.

La tecnología UWB consigue altas capacidades a bajo coste y consumiendo poca potencia de emisión [Por03]. Se consiguen velocidades de hasta 480 Mbits/s para distancias de hasta unos 10m [Bat04]. Desde un principio se propusieron dos técnicas UWB: por secuencia directa (DS, *Direct Sequence*) [Fis04] y por MB-OFDM [Bat04]. Los sistemas DS-UWB están basados en técnicas de espectro ensanchado por secuencia directa (DSSS, *Direct-Sequence Spread Spectrum*), siendo la principal desventaja la baja habilidad para combatir la ISI. Mientras que los sistemas MB-OFDM UWB combinan salto en frecuencia (FH, *Frequency Hopping*) y técnicas OFDM, solucionando así el problema de la ISI debido a la propagación multicamino y permitiendo utilizar ecualizadores sencillos.

Por sus características técnicas en un principio se predijo que sería la tecnología de transmisión para el nivel físico (PHY, *Physical*) de las redes inalámbricas de área personal (WPAN, *Wireless Personal Area Networks*) de la cuarta generación (4G) [Por03] [Roy04]. Pero fue en 2007 cuando se certificó la propuesta de MB-OFDM como estándar ISO/IEC, donde se definen las especificaciones para el nivel PHY y nivel de control de acceso al medio (MAC, *Medium Access Control*) en redes de elevada velocidad basadas en UWB y se definió como “*High Rate Ultra-Wideband PHY and MAC Standard*” [ECM08].

Los sistemas UWB presentan una serie de ventajas respecto otros sistemas de transmisión, entre ellas se destacan [Ksh09]:

- Altas velocidades y muy bajo consumo de potencia: debido al gran ancho de banda los sistemas UWB pueden conseguir altas velocidades aún cuando la SNR es baja. Además, el tiempo de vida de la batería de los dispositivos también es mayor debido al bajo consumo de potencia transmitida. También este consumo es reducido por ser muy simple el transmisor-receptor UWB.
- Fiabilidad en la comunicación: la FCC ha especificado una densidad de potencia máxima transmitida (EIRP, *Effective Isotropic Radiated Power*) que es definida como la potencia más alta medida en cualquier dirección y en cualquier frecuencia. Dicha limitación o regulación hace que los sistemas UWB puedan coexistir con otras tecnologías con licencia y sin licencia que utilicen la misma banda de frecuencia. Por todo ello, la probabilidad de detección de las señales UWB es muy baja, haciendo dicha tecnología idónea para aplicaciones donde se premia la seguridad.

- Comunicaciones de acceso múltiple: gracias al gran ancho de banda del que disponen las comunicaciones UWB hace que muchos usuarios puedan utilizar el espectro mediante las técnicas definidas en UWB.
- Presenta una alta inmunidad al efecto multicamino debido a la duración de los pulsos transmitidos que es muy pequeña. Por ello las señales reflejadas no se superponen al pulso original y, por tanto, se evita la ISI.

Debido a las características y ventajas de la tecnología UWB la hace candidata para muchos ámbitos de aplicaciones. En entornos académicos e industriales debido a su elevada velocidad de transmisión pudiendo transmitir contenidos audiovisuales de alta definición o establecer conexiones de datos a altas velocidades y a distancias cortas. También se está investigando en aplicaciones asociadas con redes sensoriales donde comunicaciones a baja velocidad son combinadas con la precisión y la localización. Por último, los sistemas radar también son un ámbito de uso de la tecnología UWB, donde la resolución espacial es extremadamente alta y la capacidad de penetración en obstáculos es importante [Win09].

Las limitaciones impuestas por la FCC sobre la eficiencia espectral de potencia de la señal UWB hacen que se tenga que investigar en nuevas técnicas para superar dicho límite. Así pues se ha investigado en combinar dicha tecnología con sistemas MIMO, para así poder aumentar la velocidad de transmisión y mejorar la calidad del enlace utilizando algoritmos como VBLAST, STBC y/o STFC, sin necesidad de aumentar la potencia de transmisión. Por ello, en los últimos años se ha investigado mucho en los sistemas UWB-MIMO. Entre la bibliografía existente se pueden destacar estudios sobre la capacidad del canal UWB-MIMO en [Ray04], [Zhe06], [Mal07]. En [Tar06], [Tra09], [Tra10] se investiga el comportamiento, en los sistemas MB-OFDM UWB, de los códigos STBC, STFC y QSTBC, respectivamente. Además, en [Mal07] se estudia la diversidad en polarización en los entornos UWB.

### 2.7.1 Antecedentes históricos

Las comunicaciones UWB no son una tecnología nueva, sino que, ya fueron utilizadas por G. Marconi en 1901 para transmitir secuencias de código Morse para atravesar el océano Atlántico. Sin embargo, el beneficio de un gran ancho de banda y la capacidad de implementar sistemas multi-usuario mediante pulsos electromagnéticos

nunca fue considerada en aquellos tiempos. Aproximadamente, 50 años después G. Marconi, impulsó las transmisiones por pulsos para aplicaciones militares mediante los radares de alta precisión. Por el tiempo se fue viendo que esta tecnología tenía un gran potencial para utilizarse en sistemas de comunicaciones. Durante las primeras décadas 1960 hasta 1990 se estuvo utilizando para fines militares, por ello, aunque es una tecnología antigua, su aplicación para aplicaciones comerciales es relativamente nueva [Ksh09].

Los avances en microprocesadores, la fabricación de la electrónica a gran escala y el avance en el procesamiento digital de señales han hecho que UWB se utilice en aplicaciones comerciales. Aunque a partir del 2002 fue cuando los desarrolladores de sistemas UWB empezaron a trabajar, ya que la FCC aprobó el uso comercial de la tecnología UWB bajo restricciones de potencia de emisión. Mientras que los valores típicos de potencias de transmisión para una radio, televisión, IEEE 802.11a y dispositivos móviles de segunda generación (2G) son 50 kW, 100 kW, 1 W y 500 mW, respectivamente, en sistemas UWB la potencia de emisión es mucho menor y del orden de 0.5 mW [Ksh09], [Win09].

### 2.7.2 Limitaciones en potencia

La tecnología de radiocomunicaciones UWB queda enmarcada en su uso comercial para comunicaciones en el espectro radioeléctrico de 3.1 GHz hasta 10.6 GHz. Al ser considerado como un sistema de radiocomunicaciones sin licencia de banda ultra-ancha, los sistemas UWB deben coexistir en muchos casos con otros sistemas de comunicaciones de banda estrecha con licencia. Esta coexistencia obliga a regular las potencias de emisión y recepción de los sistemas UWB para evitar escenarios de interferencia no deseados. A este respecto los diferentes grupos de trabajo en los organismos reguladores internacionales proponen un marco espectral para la regulación de la potencia de emisión para aplicaciones interiores o de corto alcance o de exterior. Esta regulación fija la EIRP en la banda indicada en -41.3 dBm/MHz como máximo. Las regulaciones de la potencia transmitida según la posición de su banda de frecuencia en el espectro radioeléctrico se conocen como máscaras espectrales de potencia.

El nivel de EIRP máximo de -41.3 dBm/MHz se especifica a partir de los estudios realizados sobre la relación de potencia transmitida y el alcance para determinados regímenes binarios. La regulación de potencia permite no perjudicar a sistemas con licencia y también coexistir con otros como IEEE 802.11 en espacios reducidos, donde



con esta potencia UWB puede realizar comunicaciones con regímenes binarios superiores a los 100 Mbit/s. UWB se define, por lo tanto, como un sistema de radiocomunicaciones para enlaces radio de corta distancia a muy alta velocidad, o para enlaces de media y larga distancia a muy baja velocidad en aplicaciones que requieren un alto nivel de seguridad.

### 2.7.3 Características del canal radio en los sistemas MB-OFDM UWB

Como se ha comentado anteriormente, en 2007 fue cuando la propuesta MB-OFDM se certificó como estándar ISO, quedando fijadas todas las especificaciones para el nivel PHY y MAC para las redes basadas en UWB. Dicho estándar se centra en los 7,5 GHz del espectro, comprendidos entre 3,1 – 10,6 GHz [ECM08].

El estándar se basa en múltiples subbandas y en cada una se aplica OFDM, dando lugar a los sistemas MB-OFDM. Concretamente se divide en 14 subbandas de 528 MHz, agrupadas en seis grupos de bandas que definen su modo de operación (modo 1, ..., modo 6). Los primeros cuatro grupos contienen tres subbandas, el quinto dos, y el sexto grupo está formado por las subbandas 9, 10 y 11. La Fig. 2.13, muestra la división del espectro UWB de acuerdo a la asignación de los grupos de bandas.

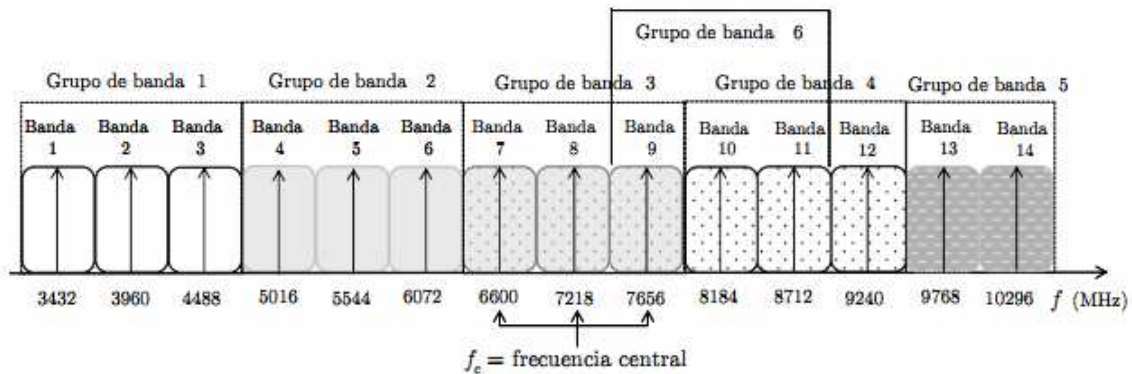


Figura 2.13: Subbandas definidas en el estándar MB-OFDM UWB ([Lla10] Fig. 3.3)

Cada una de las subbandas se divide entre 128 subportadoras con una separación  $\Delta f = 4,125$  MHz [ECM08], [Bat04]. En MB-OFDM UWB cada una de las 128 subportadoras de las 14 subbandas consiste en una senoide o tono con frecuencia de portadora  $f_i$ , como un múltiplo entero de la frecuencia central  $f_c$  de la subbanda. La  $f_c$  para cada una de las subbandas, viene dada por:

$$f_c = 2904 + 528 \cdot n_{sb}, \quad n_{sb} = 1, \dots, 14 \quad (2.66)$$

donde  $n_{sb}$  define el número de la subbanda. La frecuencia  $f_i$  asignada a cada una de las subportadoras de una subbanda específica, se calcula a partir de

$$f_i = f_c + \left(i - \frac{N}{2}\right) \Delta f, \quad i = 0, \dots, N-1 \quad (2.67)$$

A continuación en la Tabla 2.1 se indican las frecuencias para las subbandas del grupo 1:

Grupo	Subbanda	Frec. Inferior (MHz)	Frec. Central (MHz)	Frec. Superior (MHz)
1	1	3168	3432	3696
	2	3696	3960	4224
	3	4224	4488	4752

Tabla 2.1: Plan de frecuencias grupo 1 MB-OFDM UWB

Además, el estándar define dentro de cada grupo una codificación tiempo-frecuencia (TFC, *Time-Frequency Code*). Dicho código indica en cada instante de tiempo la subbanda en la que se tiene que transmitir. En la Tabla 2.2 se muestran los TFC's definidos para el grupo 1.

Por tanto, el canal viene definido por el grupo y el TFC que indica el modo de transmisión a seguir. Además, los TFCs del 1 al 4 son también conocidos como *Time Frequency Interleaved* (TFI) ya que aplican salto en frecuencia entre 3 subbandas, los TFCs del 5 al 7 son conocidos como *Fixed Frequency Interleaved* (FFI) ya que siempre se transmite en la misma subbanda y, por último, los TFCs del 8 al 10 son conocidos como *Two Band Time Frequency Interleaved* (TFI2) por aplicar salto en frecuencia pero únicamente entre dos subbandas.

En la Tabla 2.2 se observa que, por ejemplo, para el TFC-1 se transmitirá el primer símbolo OFDM por las 128 subportadoras de la subbanda 1, el segundo símbolo OFDM se transmitirá por la subbanda 2 y el tercer símbolo OFDM se transmitirá por la subbanda 3 y así, sucesivamente, hasta transmitir toda la información.

No. TFC	Identificador de subbanda					
1	1	2	3	1	2	3
2	1	3	2	1	3	2
3	1	1	2	2	3	3
4	1	1	3	3	2	2
5	1	1	1	1	1	1
6	2	2	2	2	2	2
7	3	3	3	3	3	3
8	1	2	1	2	1	2
9	1	3	1	3	1	3
10	2	3	2	3	2	3

Tabla 2.2: Códigos TFCs para el grupo 1 de MB-OFDM UWB (ECM08 Tabla 35)

En la presente tesis doctoral, los resultados en banda ancha han sido obtenidos aplicando el estándar MB-OFDM UWB, concretamente, centrándose en el grupo 1 ya que es de obligada implementación y, por tanto, el más utilizado actualmente. Además, debido a las limitaciones de los equipos, sólo se pudo medir la banda correspondiente al grupo 1 como se verá en el siguiente apartado.

## 2.8 Descripción de la campaña de medidas

La campaña de medidas tuvo lugar en el túnel de *Roux*, situado en la región de *l'Ardèche* (zona del macizo central francés), concretamente en la población de *Saint-Cirgues-en-Montagne*. En la Fig. 2.14 se ha situado esta población mediante la herramienta Google-Earth.

En la Fig. 2.15 se muestran dos fotografías del túnel, una en el interior del mismo y otra desde una de las dos entradas. Se trata de un túnel recto, de 3336 m, donde en días de claridad se puede ver desde una entrada la luz de la otra. En este, el tráfico fue cortado durante las dos semanas que duraron los experimentos. El horario de cierre al tráfico fue de 8:00 a 18:00.

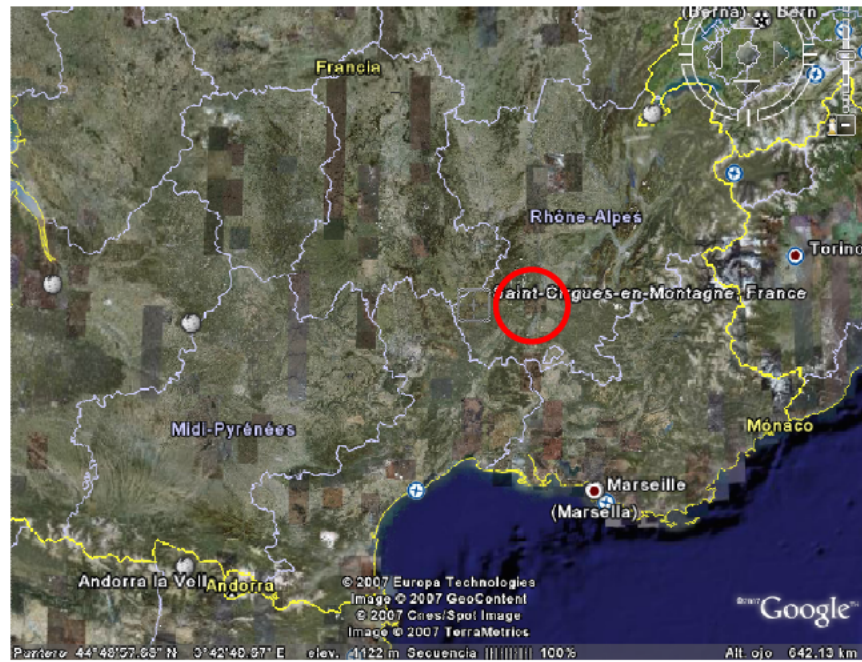


Figura 2.14: Ubicación de Saint-Cirgues-en-Montagne (Francia).



Figura 2.15: Interior del túnel y una de las entradas del mismo.

La Fig. 2.16 representa una sección transversal del túnel semicircular de diámetro 8.6 metros y altura libre 6.1 metros.

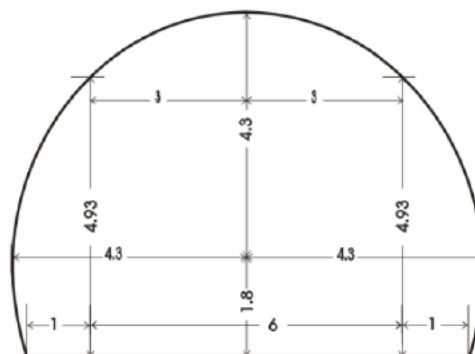


Figura 2.16: Sección transversal del túnel medido.

### 2.8.1 Medidas MIMO-Banda Ancha

Las medidas se realizaron con un equipo de banda ancha. En la Fig. 2.17 se muestra el esquema y componentes más importantes.

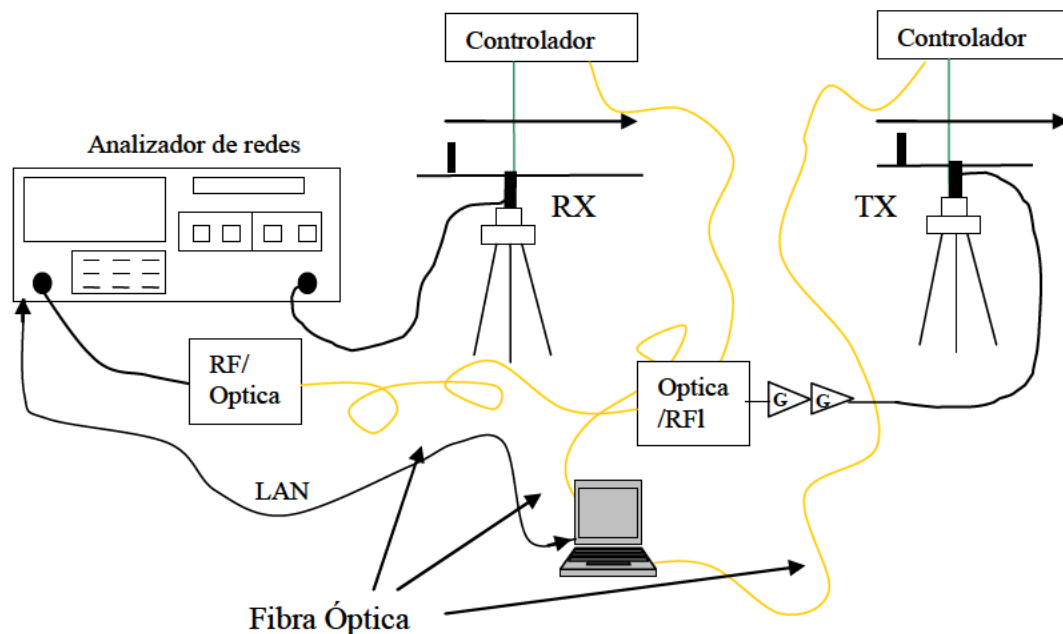


Figura 2.17: Esquema del equipo de medidas utilizado para MIMO-Banda Ancha.

Para la obtención de datos experimentales se utilizó un analizador de redes (Agilent E5071B) que generaba una señal de banda ancha (tono de 10 kHz denominado ancho de banda de frecuencia intermedia que se desplazaba desde los 2.8 GHz hasta 5 GHz en un número de puntos seleccionado en el analizador, 1601 en nuestro caso), con una potencia máxima de salida de 10 dBm.

La señal generada se convertía en una señal óptica para minimizar las pérdidas en los cables coaxiales y poder tomar medidas hasta una distancia de 500 m.

A continuación, la señal óptica se convertía en una señal de RF (radiofrecuencia), que era amplificada mediante dos amplificadores de 30 dB de bajo ruido, y atacaba a una antena de banda ancha. En recepción, otra antena recibe la señal y la entrega al analizador de redes.

La respuesta del canal radio se obtenía con el cociente entre tono recibido / tono enviado. La frecuencia inferior (2.8 GHz) venía limitada por los amplificadores utilizados, y la superior (5GHz) por los convertidores óptico-eléctricos.

Con este esquema de trabajo se obtuvo la respuesta en banda ancha para un sistema de una antena transmisora y una antena receptora. Para obtener la respuesta del canal MIMO, se utilizaron dos arrays virtuales, uno en transmisión y otro en recepción. Un sistema mecánico de posicionamiento desplazaba de derecha a izquierda las antenas para tomar las medidas en las diferentes posiciones tanto en transmisión como en recepción. El control del movimiento se realizaba mediante unas señales electro-ópticas que se enviaban desde el PC.

Las medidas se dividieron en dos fases:

- La primera midiendo en 12 posiciones transversales tanto en transmisión como en recepción obteniendo 144 medidas en banda ancha y utilizando polarización vertical. Además, se midieron 89 distancias del receptor diferentes entre 50 m y 500 m del túnel obteniendo para cada posición una matriz MIMO 12x12.
- La segunda midiendo en 8 posiciones transversales tanto en transmisión como en recepción obteniendo 64 medidas en banda ancha. Además, se repitieron las medidas para diferentes polarizaciones y para 14 distancias del receptor diferentes entre 50 m y 500 m del túnel obteniendo una matriz MIMO 8x8 para cada una de ellas. Dichas polarizaciones son:
  - Vertical-Vertical: tanto en transmisión como en recepción polarización vertical.
  - Horizontal-Horizontal: tanto en transmisión como en recepción polarización horizontal.
  - Vertical-Horizontal: en transmisión vertical y en recepción horizontal.
  - Horizontal-Vertical: en transmisión horizontal y en recepción vertical.

Las Fig. 2.18a y 2.18b recogen varias fotos del equipo de medidas y otros elementos auxiliares, mientras la Fig. 2.19 muestra el puesto central de control donde se encuentra también el analizador de redes.





Figura 2.18: Fotos del equipo a) transmisor y b) receptor.

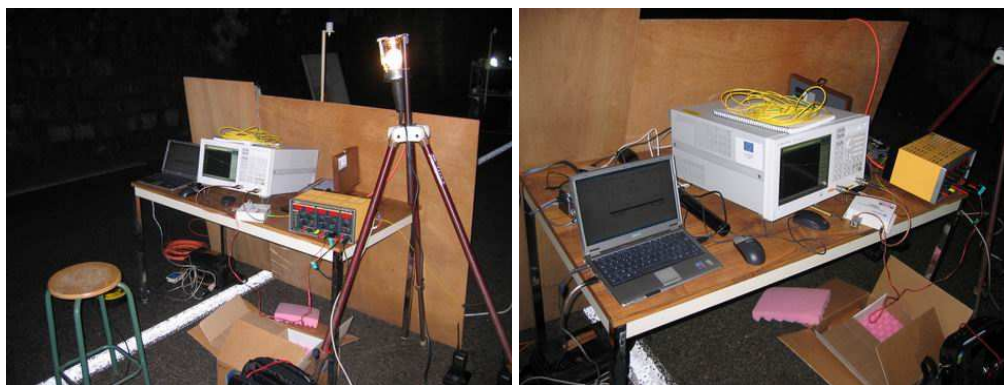


Figura 2.19: Fotos del banco central de control de las medidas.





# Capítulo 3

## Estudio Teórico-Experimental de la Propagación en Túneles en Banda Estrecha

En este capítulo se recogen los resultados teórico-experimentales obtenidos en el estudio en banda estrecha de la propagación en un entorno tipo túnel, utilizando el algoritmo *Vertical Bell Labs Space Time* (VBLAST) y los códigos *Orthogonal / Quasy Orthogonal Space Time Block Codes* (OSTBC/QSTBC).

Los resultados se han obtenido para tres escenarios distintos: el primero simulando un canal de propagación ideal con una distribución Rayleigh, el segundo simulando un entorno tipo túnel donde las respuestas del canal se han obtenido de forma determinista mediante trazado de rayos, y finalmente, en el tercero se han obtenidos los resultados utilizando las matrices del canal real conseguidas mediante una campaña de medidas en un túnel de Francia.

En primer lugar, se presentan los resultados obtenidos para cada uno de los escenarios, utilizando el algoritmo VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC [San08], [San09a], [San09b]. Todo ello se muestra en función de la frecuencia, la distancia del enlace y la relación señal a ruido (SNR, *Signal To Noise Ratio*). Los resultados obtenidos,

tanto con el canal Rayleigh como con el canal simulado tipo túnel, son comparados con los obtenidos a partir de las medidas experimentales.

En segundo lugar, centrándose en el caso del túnel real, se analizan los resultados con dichos algoritmos utilizando, además, distintas polarizaciones [San10a], [San10b].

### 3.1 Parámetros estudiados relacionados con el canal MIMO

Para llevar a cabo el estudio realizado se han tenido en cuenta una serie de parámetros relacionados con la matriz del canal radio cuya descripción se encuentra en el capítulo 2, sección 2.2.2. Dichos parámetros son el *Condition Number*, la correlación entre las antenas y la varianza de la potencia asociada al canal radio.

### 3.2 Casos estudiados

Como se ha comentado en la introducción para obtener los resultados se han planteado tres contextos diferentes para posteriormente poder compararlos.

Primeramente, se han obtenido los resultados para un canal ideal con una distribución Rayleigh porque un túnel es un entorno rico en dispersores, donde se sabe que sistemas con múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, *Multiple-Input Multiple-Output*) funcionan bien [Wol98]. Este efecto, en recepción, se traduce en un incremento de las réplicas recibidas de la señal con distintos retardos y, por tanto, es equivalente a una situación de no visión directa donde las paredes serían en este caso los difusores.

A continuación se han obtenido los resultados para un canal tipo túnel pero de forma teórica. Para ello, la matriz del canal se ha obtenido mediante un simulador de trazado de rayos implementado para obtener la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia, y para un túnel de unas dimensiones equivalentes al de las medidas [Mol08b]. Este caso se ha estudiado para realizar un estudio teórico previo, y poderlo comparar, a posteriori, con los resultados experimentales.

Finalmente, se estudia el caso de un túnel real gracias a las medidas tomadas, con antelación a la presente tesis, en un túnel del sur de Francia. Dicha campaña de medidas ha sido descrita en la sección 2.8 del capítulo 2 de la presente tesis.

### 3.3 Metodología empleada para obtener los resultados

Para cada caso/contexto se presentan los resultados obtenidos utilizando el algoritmo VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC que han sido introducidos y descritos en el capítulo 2 en la sección 2.5. Además, como algoritmo de detección se ha optado por el que minimiza el error cuadrático medio (MMSE, *Minimum Mean Square Error*), descrito y justificada su elección en el capítulo 2 en la sección 2.4.2.2.

Dichos resultados son expresados en forma de tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*) y se han estudiado para la banda de 3 GHz y de 5 GHz. Se han elegido dichas bandas por ser la banda menor y la mayor en las medidas experimentales y, por tanto, el caso peor y el mejor, respectivamente.

El método elegido para obtener la BER es mediante simulaciones de Montecarlo en las que simulamos la transmisión de 100.000 símbolos aplicando su correspondiente modulación, algoritmos de transmisión y los algoritmos de detección. Finalmente, la BER se calcula como el cociente entre todos los bits transmitidos y los bits erróneos recibidos fijando la BER mínima a  $10^{-5}$ . Remarcar que se ha optado por usar simulaciones Montecarlo en lugar de expresiones matemáticas cerradas [Han00], [Abr05], [Lu09]. El motivo ha sido por el hecho de que dichas expresiones cerradas obtienen la BER a partir de la SNR que se tiene en recepción y para una distribución estadística concreta de la señal. Sin embargo, en el caso de un túnel la señal que se transmite no sigue la misma distribución que la supuesta en dichas expresiones cerradas [Mol09e] y, por tanto, siempre se obtendrá un resultado más parecido a los experimentos usando simulaciones Montecarlo.

Además, comentar que para obtener los resultados no se ha realizado la codificación del canal ya que el objetivo es comparar la influencia que tienen las distintas arquitecturas MIMO sobre la BER.

Además, la BER en el caso Rayleigh es presentada únicamente en función de la SNR, mientras que en el caso Simulado es presentada en función de la SNR, la banda de frecuencia utilizada y la distancia del enlace. Por último, en el caso Real es presentada, por una parte, en función de la SNR, la banda de frecuencia utilizada, la distancia del enlace, y, finalmente, añadiendo un nuevo factor que es la polarización utilizada.

En cada caso, y como uno de los objetivos de la tesis, se estudia la relación que existe entre el comportamiento de la BER y las características intrínsecas de la matriz del canal radio indicadas en la sección anterior 3.1.

Por último, indicar que en todas las simulaciones que se presentan a continuación, se ha mantenido la misma velocidad de transmisión independientemente de la configuración de las antenas elegidas y del algoritmo espacio-temporal aplicado. Ello se ha hecho así para que los resultados sean comparables y poder estudiar la calidad del sistema, fijando una determinada velocidad de transmisión. Para ello, se ha mantenido en todas las simulaciones una eficiencia espectral de 4bits/s/Hz, eligiendo la modulación adecuada en función del número de antenas transmisoras y del algoritmo elegido. A continuación, la Tabla 3.1 muestra las distintas configuraciones y las modulaciones elegidas:

Configuración	Modulación
SISO	16QAM
2x2 MIMO-VBLAST	4QAM
4x4 MIMO-VBLAST	BPSK
2x2 MIMO-OSTBC	16QAM
4x4 MIMO- QSTBC	16QAM

Tabla 3.1: Configuraciones con su modulación elegida.

Como se puede observar en la Tabla 3.1 la idea es comparar las configuraciones MIMO 2x2 y 4x4 con respecto al caso de referencia de una entrada y una salida (SISO, *Single-Input Single-Output*). En la tabla en el caso de los códigos STBC para la configuración 2x2 se implementa una codificación ortogonal (OSTBC) y para la configuración 4x4 se implementa una configuración casi-ortogonal (QSTBC) para así siempre obtener la máxima velocidad de codificación independientemente del número de antenas (ver sección 2.5.2 del capítulo 2).

Además, se observa que para poder conseguir mantener la velocidad de transmisión constante se utiliza, por un lado, la modulación de amplitud en cuadratura (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*) utilizando constelaciones de 16 niveles para la configuración SISO (1x1), para la configuración 2x2 MIMO-OSTBC y para la configuración 4x4 MIMO-QSTBC y de 4 niveles para la configuración 2x2 MIMO-VBLAST. Y por otro lado, para la configuración 4x4 MIMO-VBLAST se usa la

modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*) utilizando en este caso la constelación de 2 niveles.

Es importante comentar que aunque se esté haciendo un estudio en banda estrecha, se han promediado 70 MHz alrededor de cada frecuencia elegida (3 GHz y 5 GHz) para tener suficientes muestras estadísticas y porque el ancho de banda de coherencia a 0.9 es mayor que los 70 MHz elegidos. Este punto se estudia más en detalla en el siguiente capítulo. Todo esto da lugar a 51 simulaciones de banda estrecha para cada caso, normalizando la potencia de la matriz del canal  $\mathbf{H}$  respecto las 51 frecuencias mediante la normalización de Frobenius como se indica a continuación:

$$E\left(\left|\mathbf{H}_{norm}\right|^2\right)=1 \quad (3.1)$$

donde  $\mathbf{H}_{norm}$  es la matriz normalizada según Frobenius.

### 3.4 Caso ideal Rayleigh

En este apartado se ha simulado el caso ideal donde la distribución es Rayleigh para, de esta forma saber si en un túnel real o simulado el comportamiento es mejor o peor que en el caso ideal.

Además, comentar que previamente a obtener las simulaciones específicas manteniendo la tasa constante, se ha comprobado que el algoritmo VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC estaban bien implementados comparándolos con los resultados obtenidos en otras publicaciones [Jan04] para una distribución Rayleigh.

A continuación, en la Tabla 3.2, se indican algunos de los parámetros asociados a la matriz del canal radio con distribución Rayleigh. Estos parámetros a lo largo del capítulo 3 y 4 se compararán con los equivalentes en el caso del túnel real y del túnel simulado.

Conf.	1x1	2x2	4x4
Var.	1.00	0.25	0.06
C.N	--	4.43	10.84
$\rho_{rx}$	--	0.52	0.40

Tabla 3.2: Parámetros caso ideal (Caso Rayleigh)

Donde  $Var.$  indica la varianza de la potencia, C.N el *Condition Number* y  $\rho_{rx}$  la correlación media en recepción de la matriz del canal radio. Dichos parámetros han sido definidos en la sección 2.2.2 del capítulo 2. Remarcar que la varianza de la potencia está calculada como la varianza de las potencias que tienen las matrices del canal radio, y no como la varianza de los coeficientes del canal. Por ello, dicha varianza en la Tabla 3.2 se observa que disminuye a medida que aumenta el número de antenas, debido a que para obtener las potencias de las matrices del canal radio se promedian más valores a medida que aumenta el número de antenas.

### 3.4.2 Comportamiento del VBLAST

A continuación, se ilustra la BER obtenida en función de la SNR utilizando el algoritmo VBLAST. Para ello, se han simulado las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 manteniendo la tasa de transmisión constante eligiendo la modulación adecuada como ya se ha comentado.

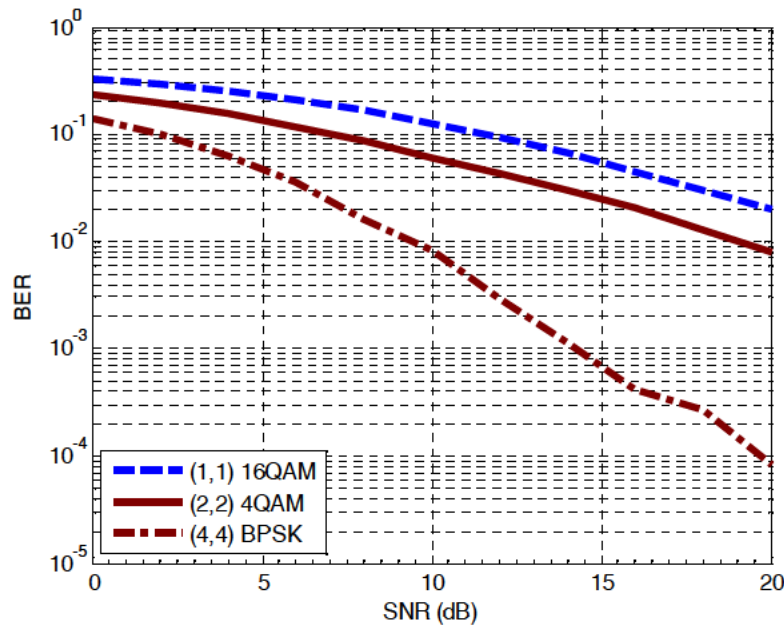


Figura 3.1: Comparativa SISO-MIMO utilizando VBLAST (Caso Rayleigh)

En la Fig. 3.1 se observa que al aumentar el número de antenas de la configuración MIMO, la calidad del enlace aumenta al disminuir la BER. El hecho de mantener la velocidad constante para todas las configuraciones hace que MIMO sea mejor que SISO, ya que la modulación utilizada en el caso SISO es muy elevada comparada con las

configuraciones MIMO. Por ejemplo, para una  $SNR = 10$  dB la BER obtenida utilizando las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 es 0.126, 0.058 y 0.008, respectivamente, donde se comprueba que a mayor número de antenas mejor resultado ya que el orden de modulación disminuye. Notar que en el caso de mantener constante la modulación para todas las configuraciones la BER aumentaría si aumenta el número de antenas ya que aumenta la ganancia por multiplexación pero se pierde diversidad espacial [Zhe03].

### 3.4.3 Comportamiento de los STBC

A continuación, se ilustra la BER obtenida en función de la SNR utilizando los códigos OSTBC/QSTBC. Para ello, se han simulado las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 manteniendo la tasa de transmisión constante eligiendo la modulación adecuada como ya se ha comentado.

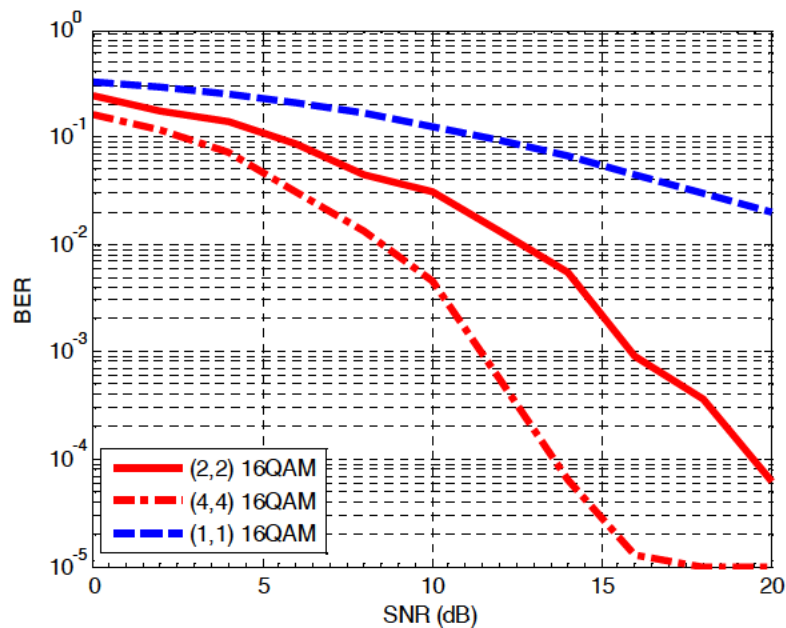


Figura 3.2: Comparativa MIMO utilizando OSTBC/QSTBC (Caso Rayleigh)

En la Fig. 3.2, tal y como pasaba utilizando el algoritmo VBLAST (Fig. 3.1), es mejor utilizar configuraciones MIMO que un enlace SISO cuando se mantiene la velocidad constante y el canal sigue una distribución Rayleigh. Además, se observa que la configuración 4x4 es la que mejor BER proporciona, ya que el hecho de aumentar el número de antenas hace aumentar la diversidad espacial. Por ejemplo, para una  $SNR =$

10dB la BER obtenida utilizando las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 es 0.126, 0.030 y 0.004, respectivamente, viendo claramente que la BER disminuye.

### 3.4.4 Comparativa entre los VBLAST y los STBC

A continuación en la Fig 3.3 se comparan los resultados obtenidos aplicando el algoritmo VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC. Se observa que partiendo de la misma configuración de antenas siempre es mejor utilizar los códigos OSTBC/QSTBC que el algoritmo VBLAST si la velocidad de transmisión es la misma para ambos. Ello es debido a que como los OSTBC y QSTBC son códigos ortogonales y casi ortogonales, respectivamente, ello implica que los desvanecimientos del canal les afectan muy poco y por tanto, se obtiene una BER menor aún siendo la modulación de mayor nivel en el caso de OSTBC/QSTBC. Además, se observa que la mejora relativa es mayor a SNR altas. Por ejemplo, en el caso de la configuración 4x4, se observa que para una SNR = 10 dB al utilizar QSTBC la BER obtenida es un 50% menor que la obtenida utilizando el algoritmo VBLAST. Sin embargo, para una SNR = 16 dB la BER obtenida utilizando el código QSTBC es 97% menor que la obtenida con VBLAST. Por ello, es determinante la SNR elegida para un determinado sistema.

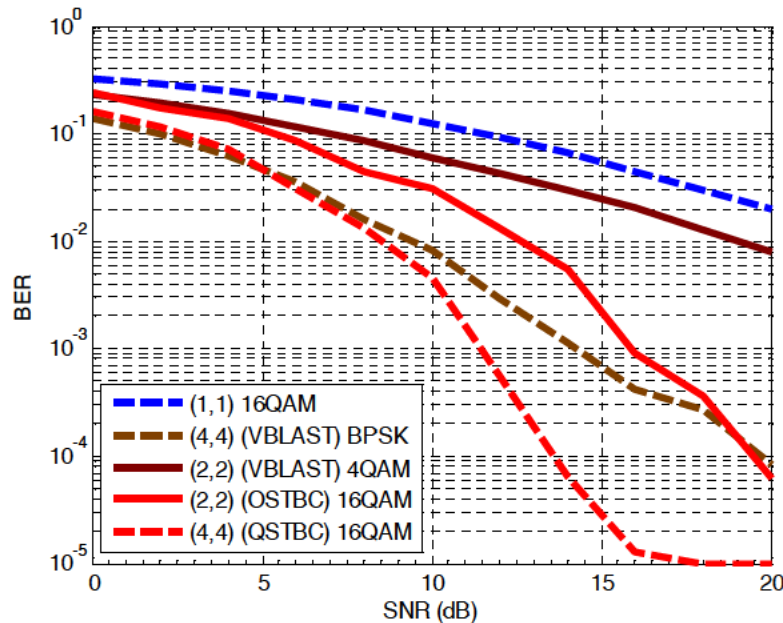


Figura 3.3: Comparativa entre VBLAST y OSTBC/QSTBC (Caso Rayleigh)



### 3.4.5 Conclusiones

Se puede concluir que en el caso Rayleigh y para una velocidad de transmisión constante e independiente de la configuración, siempre será mejor utilizar una configuración MIMO que una SISO para mejorar la calidad del enlace. Además, a mayor número de antenas disminuye la BER. Por último comentar que se obtienen mejores resultados utilizando códigos OSTBC/QSTBC que utilizando el algoritmo VBLAST, ya que la ortogonalidad de los códigos hace que sean menos vulnerables a los entornos correlados y que presenten una mayor ganancia por diversidad espacial.

## 3.5 Estudio teórico utilizando trazado de rayos

En este caso, en adelante caso Simulado, se han transmitido los símbolos por un canal cuya matriz ha sido obtenida mediante un simulador de trazado de rayos que modela un túnel rectangular [Mol08b].

Para ello, primeramente, se obtuvo la matriz del canal MIMO 12x12 mediante el simulador y centrándose en las bandas de 3 GHz y 5 GHz. Además, para poder comparar los resultados con el caso real, se barrieron las distancias del túnel simulado entre 50 y 500 metros en las mismas posiciones donde se tomaron las medidas reales.

Una vez obtenida dicha matriz del canal en función de la frecuencia se pasó a obtener los resultados en función de la BER para las configuraciones más utilizadas actualmente siendo estas la 1x1, la 2x2 y la 4x4. Para obtener dichas configuraciones las antenas fueron elegidas equidistantes y la distancia entre ellas se maximizó para así disminuir la correlación entre ellas. Un pequeño matiz, es que se ha fijado la longitud máxima del array. Por ello, en el caso de 2 antenas se eligió de la matriz 12x12 la posición 1 y la 10 para que la distancia entre las antenas más alejadas coincidiera con la del caso de 4 antenas que se eligieron las posiciones 1-4-7-10, tanto en transmisión como en recepción. Además, se han promediado todas las configuraciones posibles manteniendo la separación entre las antenas constante. Para ello, para obtener la BER en la configuración MIMO 2x2, se han promediado las posiciones 1-10, 2-11 y la 3-12 tanto en transmisión como en recepción promediando en total, por tanto, nueve combinaciones. De la misma forma se ha realizado dicho promedio con la configuración MIMO 4x4 eligiendo las posiciones 1-4-7-10, 2-5-8-11 y 3-6-9-12 tanto en transmisión como en recepción.

A continuación, primeramente, se detalla cómo se han realizado las simulaciones con el simulador de trazado de rayos y, además, se estudian los parámetros intrínsecos del

canal en función de la distancia para poder explicar el comportamiento de la BER en las secciones 3.5.3 y 3.5.4.

Finalmente, se analizan los resultados obtenidos realizando una transmisión banda estrecha utilizando el algoritmo VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC sobre los canales definidos por dichas matrices 1x1, 2x2 y 4x4. Además, se realiza una comparativa entre los resultados obtenidos utilizando ambos algoritmos. También comentar que los resultados de la BER se muestran en función de la SNR variándola entre 0 dB y 20 dB, la banda de frecuencia utilizada (3 GHz y 5 GHz) y la distancia del enlace (entre 50 m y 500 m).

### 3.5.1 Simulaciones

Para analizar de forma teórica el comportamiento de la BER en un túnel, se ha utilizado un simulador de trazado de rayos para obtener las matrices del canal. Dicho simulador consiste en una implementación con el software MATLAB y necesita una serie de parámetros iniciales para poder realizar las simulaciones. Comentar que el estudio teórico se ha realizado simulando un túnel rectangular, mientras que en el caso del túnel real se trata de un túnel semicircular. Ello es debido a que un túnel se puede considerar como una guía-onda, y en [Mol08b] se demuestra que modelando el túnel semicircular mediante una aproximación rectangular, se puede interpretar qué ocurre en un túnel semicircular.

Como se ha comentado en el capítulo 2, sección 2.1.1.2, para calcular el campo eléctrico en cada reflexión que se produce en el túnel, el campo eléctrico se debe poner como la suma de dos componentes: una perpendicular al plano incidente  $E_{perp}$  y otra paralela a dicho plano  $E_{para}$ . En cada una de estas componentes un coeficiente de reflexión  $R_{TM}$  y  $R_{TE}$  es, respectivamente, aplicado cuyas expresiones se encuentran en [Dud94]. Además, dependen de la permitividad ( $\epsilon_r$ ) y la conductividad ( $\sigma$ ) del medio sobre el que incide la onda. Para realizar las simulaciones se considera una permitividad de 5 y una conductividad de  $10^{-2}$ , siendo estos los valores óptimos para poder simular un túnel como el que se va a comparar experimentalmente. Además, también se indica el número total de reflexiones a tener en cuenta, que en este caso, se han considerado 20.

Además, se tiene que definir la geometría del túnel fijando las dimensiones de la sección transversal  $a$  y  $b$ , siendo  $a$  el ancho y  $b$  el alto de dicha sección. En este caso toman un valor de 8.5 m y 5.6 m, respectivamente. Se han tomado dichas dimensiones ya

que es el rectángulo cuya área coincide con la del túnel real y, además, se demostró que modelaba de mejor forma las pérdidas de propagación. También, por el hecho de ser una simulación tridimensional (3D) se definen tres ejes siendo los ejes  $x$  e  $y$  los ejes horizontal y vertical, respectivamente, y el eje  $z$  el longitudinal.

Finalmente, por un lado, se indica el rango de frecuencias sobre el que se desea obtener las matrices del canal (las bandas de 3 GHz y 5 GHz barriendo un ancho de 70 MHz en cada una de las bandas obteniendo 51 frecuencias espaciadas 1.34 MHz para cada banda) y las posiciones a lo largo del eje  $z$  en las que se quiere situar el receptor para medir dichas matrices del canal (50 m – 500 m). Y por otro lado, se indican las posiciones sobre el eje  $x$  donde se quiere posicionar el array de antenas, tanto en transmisión como en recepción, centrándolo en  $a/4$  (en el centro de una de las dos vías del túnel) y con una separación entre antenas igual a 3 cm para que coincida con el caso experimental.

### 3.5.2 Parámetros intrínsecos de la propagación en túneles teóricos

A continuación se ilustran los parámetros de las matrices del canal que se han tenido en cuenta para explicar el comportamiento de la BER. Dichos parámetros son el *Condition Number*, la correlación entre las antenas y la varianza de la potencia asociada a la matriz del canal radio.

#### 3.5.2.1 *Condition Number*

En esta sección, se muestra el *Condition Number* en función de la distancia y para las bandas de 3 GHz y 5 GHz. Remarcar que un *Condition Number* menor implica que el canal es más dispersivo, y la energía se esparce por más canales/caminos, tal y como se ha comentado en el capítulo 2 en la sección 2.2.2.1.

En la Fig. 3.4 se puede observar que el *Condition Number* a 3 GHz tiene un comportamiento distinto para la configuración 4x4 y para la 2x2. Así pues, se observa que para la configuración 2x2 se mantiene en media alrededor del valor 2.5, mientras que para la configuración 4x4 se observa que tiene una tendencia creciente en función de la distancia. Ello se explica porque cerca del transmisor, según la teoría modal, un mayor número de modos electromagnéticos contribuyen a la potencia total recibida, y ello hace que el *Condition Number* mejore y, por tanto, disminuya [Mol08a]. Dicho efecto se manifiesta más en la configuración 4x4, ya que a mayor número de antenas mayor número de modos son excitados.

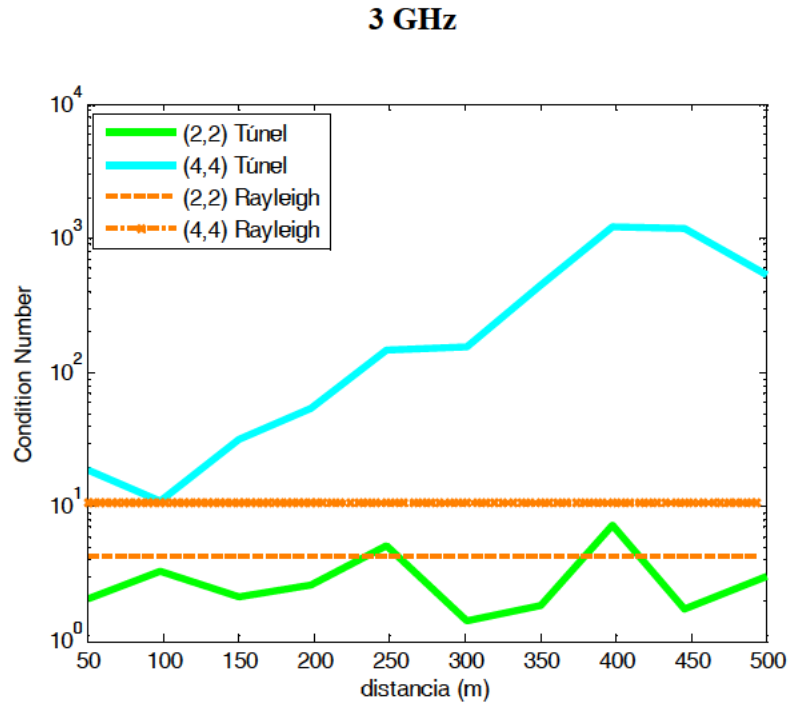


Figura 3.4: Condition Number a 3 GHz. Caso Simulado.

Además, si se compara el *Condition Number* asociado a la configuración 4x4 en el túnel simulado, con el caso en el que el canal tiene una distribución Rayleigh cuyo *Condition Number* toma un valor de 10.84 para una configuración 4x4, se aprecia en la Fig. 3.4 que únicamente en los primeros 100 m toman un valor similar. Sin embargo, en la configuración 2x2 el *Condition Number* toma valores entre 1.4 y 7.2, obteniendo un valor medio de 3. Por tanto, se aproxima bastante al caso Rayleigh, cuyo valor para una configuración 2x2 es 4.43.

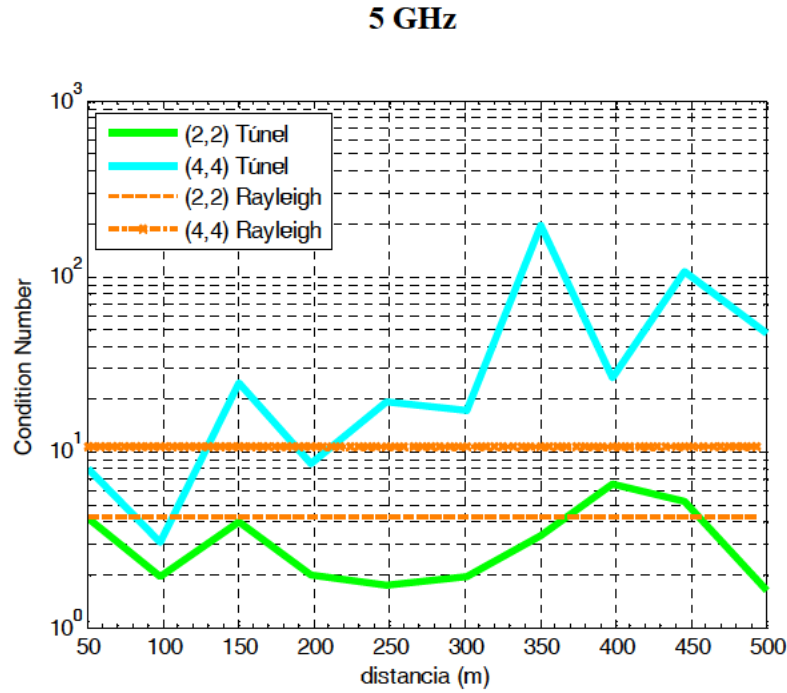


Figura 3.5: Condition Number a 5 GHz. Caso Simulado.

En la Fig. 3.5 se puede observar que el *Condition Number* a 5 GHz tiene un comportamiento muy parecido al comentado para 3 GHz (Fig. 3.4). Pero se observa que en este caso para la configuración 4x4, el *Condition Number* es menor obteniendo un valor sobre 100 a distancias lejanas, mientras que a 3 GHz el valor a dichas distancias es 1000. Ello es debido a que al aumentar la frecuencia, el número de modos efectivos que se transmiten por el túnel se incrementa, siendo el número de canales independientes mayor, y haciendo que la matriz del canal esté mejor condicionada [Mol08a].

Por tanto se puede decir que según el *Condition Number*, a medida que se aumenta el número de antenas se obtienen mejores resultados, generalmente cerca del transmisor y a frecuencias mayores.

Además, si se compara el *Condition Number* asociado a la configuración 4x4 en el túnel simulado, con el caso en el que el canal tiene una distribución Rayleigh cuyo *Condition Number* toma un valor de 10.84 para una configuración 4x4, se aprecia en la Fig. 3.5 que únicamente en los primeros 300 m tienen un valor similar. Sin embargo, en la configuración 2x2 el *Condition Number* toma valores entre 1.6 y 6.5, obteniendo un valor medio de 3. Por tanto, se aproxima bastante al caso Rayleigh cuyo valor para una configuración 2x2 es 4.43.

### 3.5.2.2 Correlación media entre antenas

En esta sección, se muestra la correlación media en recepción (definida en el capítulo 2 en la sección 2.2.2.2) en función de la distancia y para las bandas de 3 GHz y 5 GHz. Se muestra la correlación en recepción, ya que en transmisión los resultados son muy parecidos (debido a la simetría del problema). Remarcar que una correlación menor implica un canal menos correlado y, por tanto, más dispersivo.

En la Fig. 3.6 se puede observar que la correlación a 3 GHz tiene un comportamiento distinto para las configuraciones 4x4 y para la 2x2. Así pues, se observa que para la configuración 2x2 se obtiene un valor medio de correlación alrededor de 0.42, siendo comparable al obtenido con una distribución Rayleigh cuyo valor es 0.52. Sin embargo, para la configuración 4x4 se observa claramente que tiene una tendencia creciente en función de la distancia, obteniendo valores mayores a 0.7 a partir de 320 m del transmisor, aproximándose únicamente al caso Rayleigh en los primeros 100 m. Ello se explica porque cerca del transmisor, según la teoría modal, mayor número de modos electromagnéticos contribuyen a la potencia total recibida, y ello hace que la correlación mejore y, por tanto, disminuya [Mol08a]. Dicho efecto se manifiesta más en la configuración 4x4, ya que a mayor número de antenas mayor número de modos son excitados.

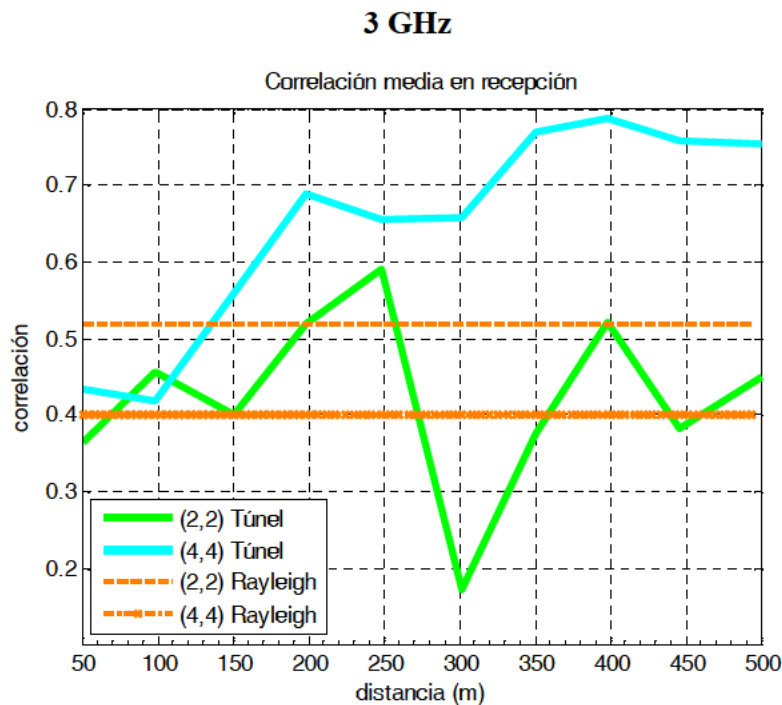


Figura 3.6: Correlación media en recepción a 3 GHz. Caso Simulado.

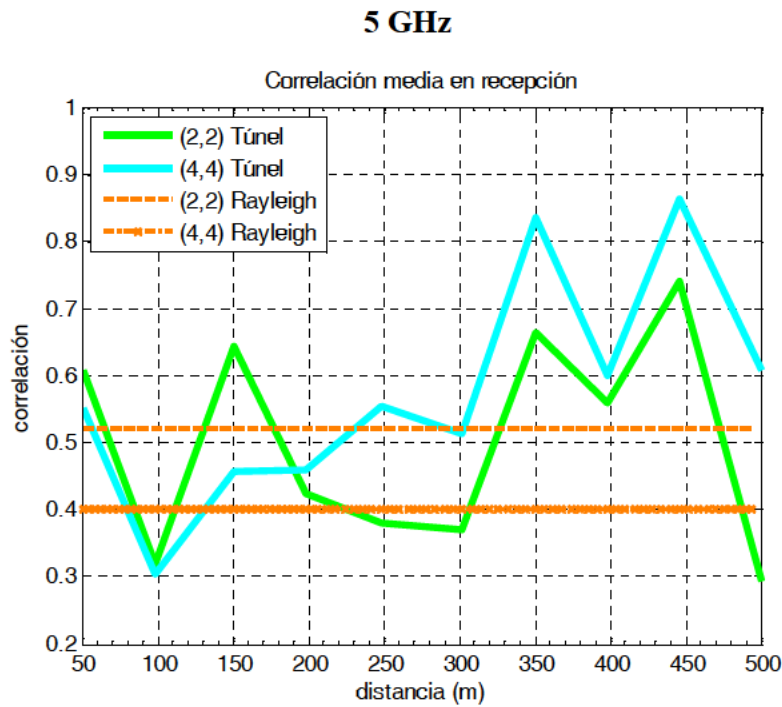


Figura 3.7: Correlación media en recepción a 5 GHz. Caso Simulado.

En la Fig. 3.7 se puede observar la correlación media en recepción a 5 GHz. Se observa que en este caso la correlación para la configuración 2x2 en media es 0.5 y, por tanto, se considera un canal poco correlado y comparable con un canal con una distribución Rayleigh, cuya correlación es 0.5. Además, aunque en media la correlación sea mayor que a 3 GHz, el hecho de que sea menor que 0.7 hace que no influya prácticamente en el comportamiento del sistema, ya que una correlación menor a 0.7 se considera un canal incorrelado [Shi00].

Por otro lado, se observa que la correlación para la configuración 4x4 a 5 GHz es menor que a 3 GHz, obteniendo un valor mayor a 0.7 únicamente en dos distancias puntuales (350 m y 450 m), mientras que a 3 GHz (Fig. 3.6) a partir de 320 m el valor es mayor que 0.7. Ello es debido a que al aumentar la frecuencia el número de modos efectivos que se transmiten por el túnel se incrementa, siendo el número de canales independientes mayor, y haciendo que la matriz del canal radio esté menos correlada [Mol08a]. Todo ello hace que a 5 GHz y hasta unos 300 m del transmisor, los valores obtenidos en la configuración 4x4 sean comparables con los obtenidos en el caso Rayleigh.

Por tanto, se puede decir que según la correlación a medida que aumenta el número de antenas se obtienen mejores resultados, generalmente cerca del transmisor y a frecuencias mayores. Por ello, se comprueba que en general el comportamiento del *Condition Number* y la correlación tienen una misma tendencia.

### 3.5.2.3 Varianza de la potencia media recibida

En esta sección, se muestra la varianza de la potencia media recibida para las 51 frecuencias para cada una de las distancias. Ello se muestra para 3 GHz y 5 GHz. En la sección 2.2.2.4 del capítulo 2, se explica cómo se ha calculado dicha varianza. No obstante, remarcar que la varianza de la potencia está referida a la varianza de las potencias asociadas a las 51 matrices del canal radio que se han promediado para cada banda de frecuencia. Si la varianza es menor significa que las potencias son más parecidas y más cercanas a la potencia normalizada, es decir, a 1. Sin embargo, si la varianza aumenta significa que las potencias divergen más y, por tanto, mayor desvanecimiento en frecuencia.

En la Fig. 3.8 se puede observar la varianza de la potencia a 3 GHz. Se aprecia que en función de la distancia no hay ninguna tendencia clara. Sin embargo, a 400 metros se observa que la varianza es mayor para las 3 configuraciones debido a que en dicha distancia aumenta el desvanecimiento en frecuencia, provocando que la potencia sea mayor en unas frecuencias que en otras. Además, se observa una varianza muy similar para las configuraciones 2x2 y 4x4. Sin embargo, en la configuración 1x1 la varianza es mayor por el hecho de que en el cálculo se promedian menos valores (ver la expresión (2.23) del capítulo 2).



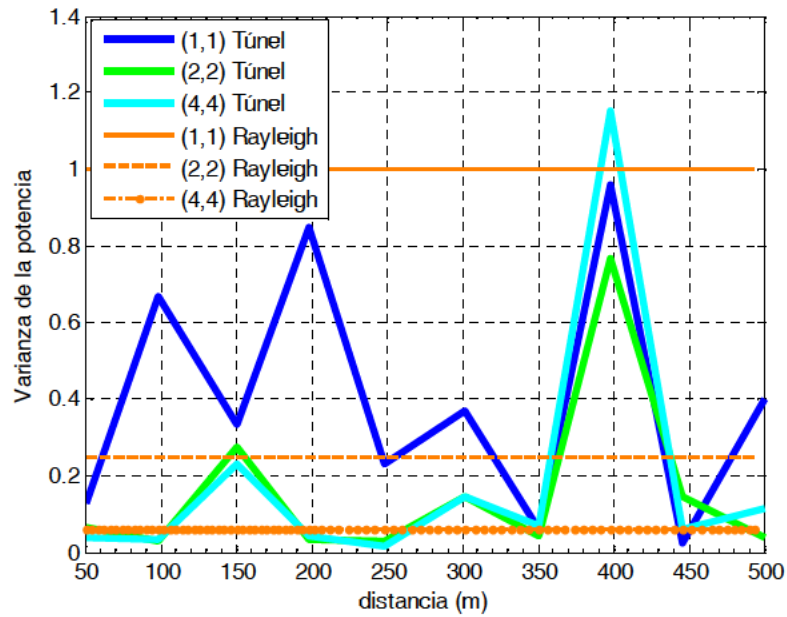
**3 GHz**

Figura 3.8: Varianza de la potencia recibida a 3 GHz. Caso Simulado.

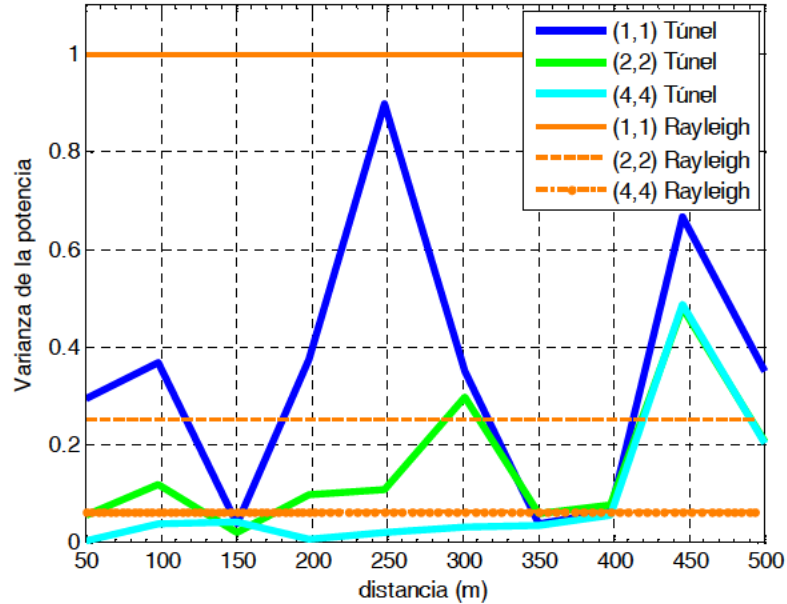
**5 GHz**

Figura 3.9: Varianza de la potencia recibida a 5 GHz. Caso Simulado.

En la Fig. 3.9 se puede observar la varianza de la potencia a 5 GHz. Se aprecia que la varianza aumenta a distancias mayores en las configuraciones MIMO. También se

observa que a medida que aumenta el número de antenas la varianza disminuye por el hecho de que se están promediando más valores (ver la expresión (2.23) del capítulo 2).

Finalmente, si se comparan las varianzas obtenidas a 3 GHz y a 5 GHz con las asociadas a un canal con distribución Rayleigh, se observa que las configuraciones 2x2 y 4x4 son comparables. Sin embargo, en la configuración 1x1 se obtiene una varianza media de 0.5, mientras que la obtenida en un canal con distribución Rayleigh es 1.

### 3.5.3 Comportamiento del VBLAST

El objetivo principal de este apartado es estudiar el comportamiento de la BER, utilizando como algoritmo de transmisión el VBLAST, y como matriz del canal radio la obtenida mediante el simulador de trazado de rayos implementado para la presente tesis.

Como se ha comentado anteriormente, las configuraciones bajo estudio son la 1x1, 2x2 y la 4x4. Además, el objetivo es comparar los resultados obtenidos con los presentados en la sección 3.4 con respecto a un canal ideal con distribución Rayleigh.

Inicialmente se estudia el comportamiento de la BER variando la SNR entre 0 dB y 20 dB, y analizando los resultados en tres distancias del transmisor concretas (50 m, 250 m y 500 m) y para las diferentes bandas de frecuencias elegidas (3 GHz y 5 GHz).

En segundo lugar se obtiene la BER en función de la distancia al transmisor, barriendo dicha distancia entre 50 m y 500 m, y comparando los resultados con los obtenidos en el caso ideal Rayleigh.

Así pues, a continuación se obtienen y analizan los resultados obtenidos a 50 m, 250 m y a 500 m:

- **50 metros:**

En la Fig. 3.10 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando el VBLAST simulando un enlace de 50 m y para la banda de 3 GHz. Se puede apreciar que para el caso Simulado la configuración 2x2 es la más eficiente, obteniéndose una BER menor. Sin embargo, en el caso Rayleigh la configuración más eficiente es la 4x4. Por otro lado, se observa que en el caso Simulado la configuración 4x4 a partir de una SNR = 15 dB es peor que el caso SISO. Sin embargo, en el caso Rayleigh la BER obtenida con las configuraciones 2x2 y 4x4 siempre es menor que en el caso SISO.

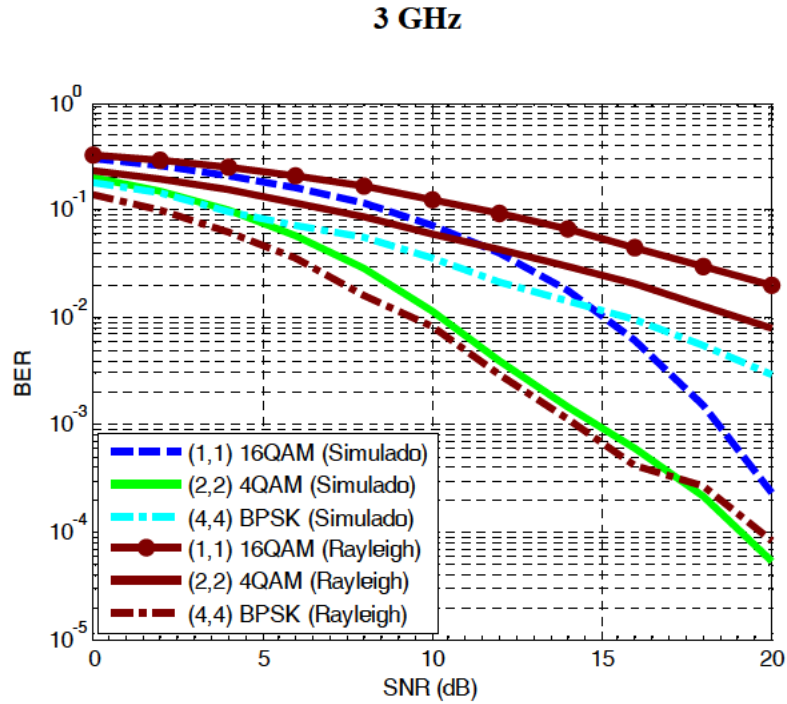


Figura 3.10: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (50m – 3 GHz)

	Caso Simulado			Caso Rayleigh		
Conf.	1x1	2x2	4x4	1x1	2x2	4x4
Var.	0.12	0.10	0.10	1.00	0.25	0.06
C.N	--	2.04	12.11	--	4.43	10.84
$\rho_{rx}$	--	0.36	0.43	--	0.52	0.40

Tabla 3.3: Parámetros del canal en el caso Simulado para 50m - 3 GHz

Las características del canal son clave para comprender el comportamiento de la BER. Así pues, se observa en la Tabla 3.3 que el *Condition Number* tiene un valor de 12.11 para la configuración 4x4 y para el caso Simulado, mientras que para el caso Rayleigh su valor es menor siendo 10.84. Ello explica que, por ejemplo, para alcanzar una  $BER = 10^{-2}$  en el caso Simulado se necesiten 6dB más de SNR que en el caso Rayleigh. Por otro lado, observando las configuraciones 2x2 se aprecia en la Tabla 3.3 que el *Condition Number* es 2.04 y 4.43 para el caso Simulado y Rayleigh, respectivamente. Ello implica que la configuración 2x2 en el caso Rayleigh sea peor como se puede comprobar en la Fig. 3.10. Remarcar que dicho razonamiento se hubiese podido hacer respecto a la correlación ya que su valor tiende a ser proporcional al *Condition Number* como se puede observar en la Tabla 3.3.

Por último indicar que en el caso SISO, como ya se ha comentado, el parámetro del canal que influye en el comportamiento de la BER es la varianza de la potencia, la cual viendo la Tabla 3.3, toma un valor de 0.12 y de 1 para los casos Simulado y Rayleigh, respectivamente. Ello implica que el caso Simulado sea mejor, ya que a menor varianza mejor. Por ejemplo, si se fija una  $BER = 0.02$  en el caso Rayleigh se necesitan 4 dB de SNR más que en el caso Simulado.

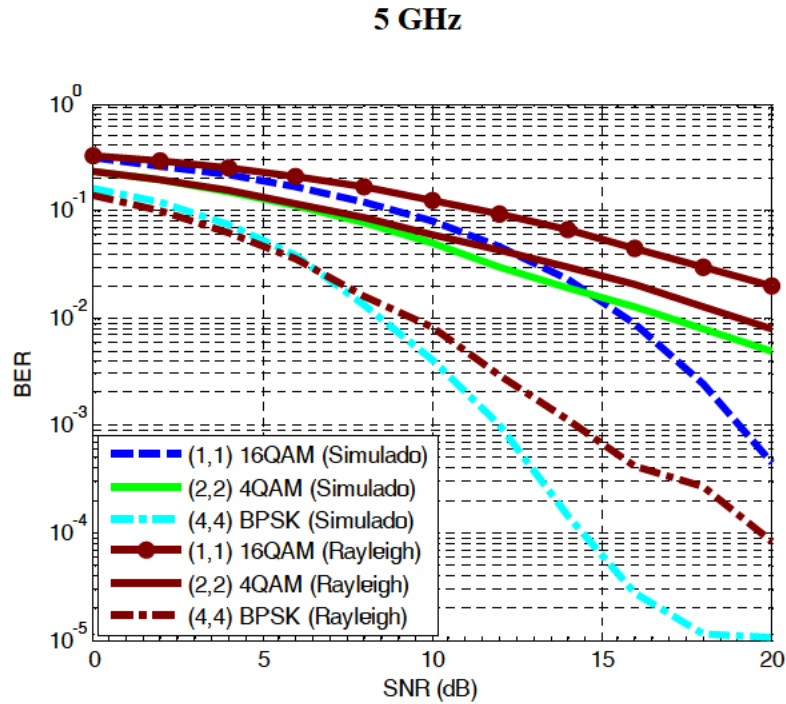


Figura 3.11: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (50 m – 5 GHz)

Conf.	Caso Simulado			Caso Rayleigh		
	1x1	2x2	4x4	1x1	2x2	4x4
Var.	0.29	0.15	0.03	1.00	0.25	0.06
C.N	--	4.18	7.99	--	4.43	10.84
$\rho_{rx}$	--	0.60	0.55	--	0.52	0.40

Tabla 3.4: Parámetros del canal en el caso Simulado para 50 m - 5 GHz

En la Fig. 3.11 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando el VBLAST simulando un enlace de 50 m y para la banda de 5 GHz. Se puede apreciar que la configuración 4x4 es la más eficiente, tanto utilizando el trazador de rayos como suponiendo el caso ideal Rayleigh. Por otro lado, se observa que en el caso Simulado la

configuración 2x2 a partir de una SNR = 15 dB es peor que el caso SISO, mientras que en el caso Rayleigh la BER obtenida con la configuración 2x2 siempre es menor que en el caso SISO.

Como ya se ha comentado las características intrínsecas del canal radio pueden ayudar a comprender el comportamiento de la BER. Así pues, se observa en la Tabla 3.4 que el *Condition Number* tiene un valor de 7.99 para la configuración 4x4 del caso Simulado, mientras que para el caso Rayleigh su valor es mayor siendo 10.84. Por ello, para alcanzar una BER =  $10^{-3}$  en el caso Simulado se necesitan 2dB menos de SNR que en el caso Rayleigh. Por otro lado, observando la configuración 2x2 se aprecia en la Tabla 3.4 que el *Condition Number* es 4.18 y 4.43 para el caso Simulado y Rayleigh, respectivamente. Ello implica que la BER obtenida en el caso Rayleigh sea peor respecto al caso Simulado, como se puede comprobar en la Fig. 3.11. Por ejemplo, para alcanzar una BER = 0.02 en el caso Rayleigh se necesitan 3 dB más de SNR que en el caso Simulado. Además, si se compara la BER obtenida en el caso Simulado para la configuración 2x2 en la banda de 3 GHz (Fig. 3.10) con la obtenida en la banda de 5 GHz (Fig. 3.11), se observa claramente que para 5 GHz el resultado es peor, ya que el *Condition Number* es mayor.

Por último indicar que en el caso SISO, como ya se ha comentado, el parámetro del canal que influye en el comportamiento de la BER es la varianza de la potencia, la cual viendo la Tabla 3.4, toma un valor de 0.29 y de 1 para los casos Simulado y Rayleigh, respectivamente. Así pues, si se fija una BER = 0.02 en el caso Rayleigh se necesitan 6 dB de SNR más que en el caso Simulado.

- **250 metros:**

En la Fig. 3.12 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando el VBLAST simulando un enlace de 250 m y para la banda de 3 GHz. Se puede apreciar que utilizando el trazador de rayos, la configuración 4x4 es la menos eficiente. Por otro lado, se observa que en el caso Simulado la configuración 2x2 a partir de una SNR = 11.5 dB es peor que el caso SISO, mientras que en el caso Rayleigh la BER obtenida con las configuraciones 2x2 y 4x4, siempre es menor que en el caso SISO.

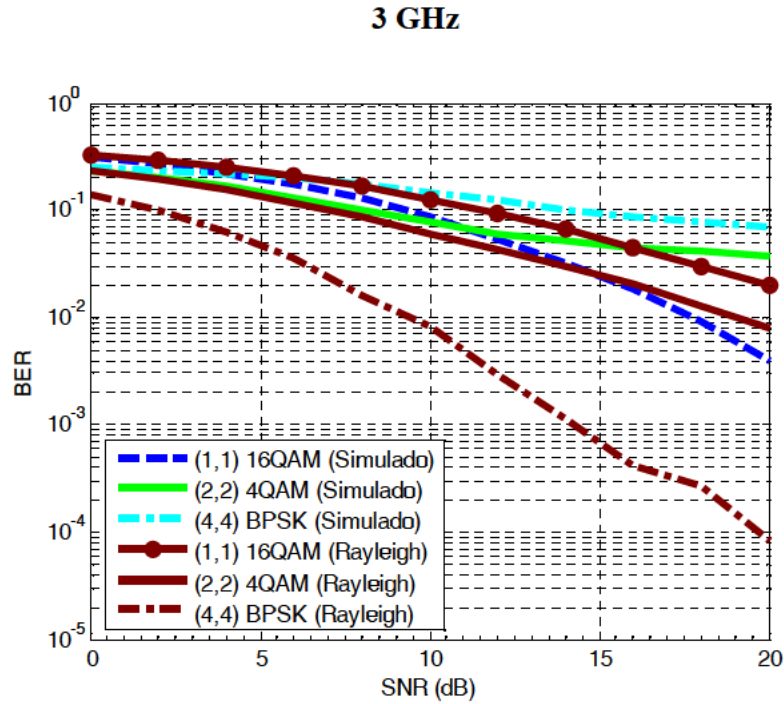


Figura 3.12: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (250 m – 3 GHz)

	Caso Simulado			Caso Rayleigh		
Conf.	1x1	2x2	4x4	1x1	2x2	4x4
Var.	0.22	0.04	0.09	1.00	0.25	0.06
C.N	--	5.18	147.31	--	4.43	10.84
$\rho_{rx}$	--	0.58	0.65	--	0.52	0.40

Tabla 3.5 Parámetros del canal en el caso Simulado para 250 m - 3 GHz

Como ya se ha comentado las características intrínsecas del canal pueden ayudar a comprender el comportamiento de la BER. Así pues, se observa en la Tabla 3.5 que el *Condition Number* para la configuración 4x4 del caso Simulado tiene un valor de 147.31, mientras que para el caso Rayleigh su valor es mayor siendo 10.84. Por ello, la BER obtenida para dicha configuración empeora notablemente en el caso Simulado, como se observa en la Fig. 3.12, llegando a ser peor que la obtenida para el caso SISO aplicando un canal Rayleigh. Por ejemplo, para obtener una  $BER = 10^{-1}$  en el caso Simulado, utilizando la configuración 4x4, se necesitan 12 dB más de SNR que en el caso Rayleigh. Por otro lado, observando las configuraciones 2x2 se aprecia en la Tabla 3.5 que el *Condition Number* es 5.18 y 4.43 para el caso Simulado y Rayleigh, respectivamente. Ello implica que la BER obtenida en el caso Simulado sea peor que la obtenida en el caso Rayleigh,

como se puede comprobar en la Fig. 3.12. Por ejemplo, para una SNR = 20 dB en el caso Rayleigh, se obtiene una BER un 55% menor a la obtenida en el caso Simulado. Remarcar que dicho razonamiento se hubiese podido hacer respecto a la correlación, ya que su valor tiende a ser proporcional al *Condition Number* como se puede observar en la Tabla 3.5.

Por último indicar que en el caso SISO, como ya se ha comentado, el parámetro del canal que influye en el comportamiento de la BER es la varianza de la potencia, la cual viendo la Tabla 3.5, toma un valor de 0.22 y de 1 para los casos Simulado y Rayleigh, respectivamente. Así pues, si se fija una BER = 0.02 en el caso Rayleigh se necesitan 4.5 dB de SNR más que en el caso Simulado.

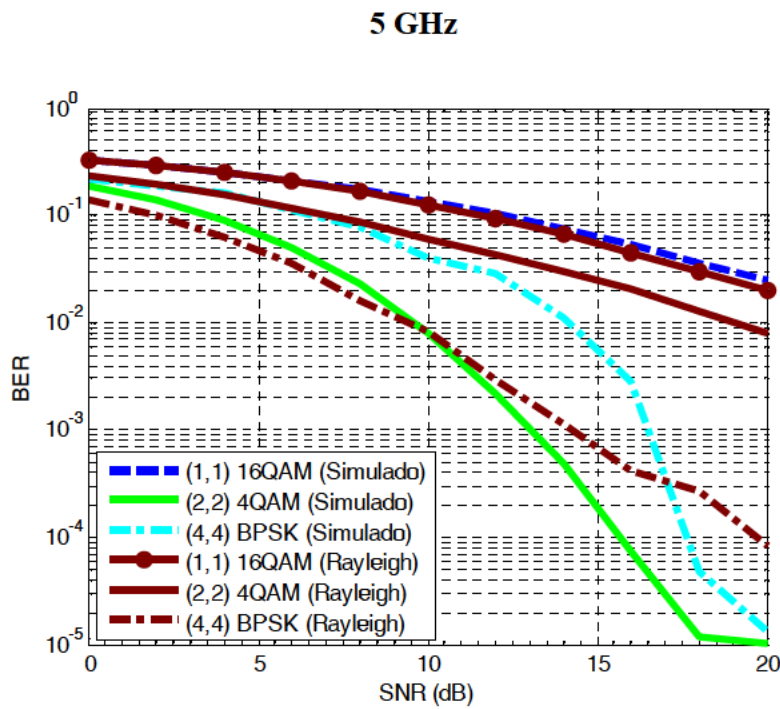


Figura 3.13: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (250 m – 5 GHz)

	Caso Simulado			Caso Rayleigh		
Conf.	1x1	2x2	4x4	1x1	2x2	4x4
Var.	0.89	0.06	0.02	1.00	0.25	0.06
C.N	--	1.75	19.17	--	4.43	10.84
$\rho_{rx}$	--	0.38	0.55	--	0.52	0.40

Tabla 3.6: Parámetros del canal en el caso Simulado para 250 m - 5 GHz



En la Fig. 3.13 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando el VBLAST, simulando un enlace de 250 m y para la banda de 5 GHz. Se puede apreciar que utilizando el trazador de rayos, la configuración 1x1 es la menos eficiente, ya que la BER es mayor siendo esta prácticamente la misma que para la configuración 1x1 del caso Rayleigh. También se observa que la BER obtenida con la configuración 2x2 del caso Simulado, a partir de una SNR = 10 dB es mejor que la obtenida con la configuración 4x4 del caso Rayleigh. Por último, se aprecia que la BER obtenida con la configuración 4x4 del caso Simulado, pasa a ser mejor que la obtenida con la misma configuración en el caso Rayleigh para SNR mayores a 17 dB.

Como ya se ha comentado, las características intrínsecas del canal radio pueden ayudar a comprender el comportamiento de la BER. Así pues si se observa la Tabla 3.6, se aprecia que el *Condition Number* tiene un valor de 19.17 para la configuración 4x4 del caso Simulado, mientras que para el caso Rayleigh su valor es mayor siendo 10.84. Por ello, se puede pensar que la BER obtenida para dicha configuración siempre será peor en el caso Simulado que en el caso Rayleigh, cosa que no es cierta como se aprecia en la Fig. 3.13. Ello se puede explicar observando en la Tabla 3.6 la varianza de la potencia para las configuraciones 4x4, siendo 0.02 y 0.06 para el caso Simulado y para el caso Rayleigh, respectivamente, de tal forma que la diferencia entre las varianzas observada llega a influir en el comportamiento de la BER, sobre todo para SNR altas. Por ello, se observa que a partir de una SNR = 17 dB en el caso Simulado se obtienen mejores resultados. En los anteriores casos discutidos no se había tenido en cuenta este parámetro para las configuraciones 2x2 y 4x4, bien porque la diferencia entre las varianzas era menor y, por tanto, el *Condition Number* en esos casos era decisivo en el comportamiento de la BER, o bien, porque la diferencia entre los valores de los *Condition Numbers* era tan elevada que enmascaraba una posible mejora de la BER causada por una diferencia de varianzas de potencia mayor.

Por otro lado, observando las configuraciones 2x2 se aprecia en la Tabla 3.6, que el *Condition Number* es 1.75 y 4.43 para el caso Simulado y Rayleigh, respectivamente. Ello implica que la BER obtenida en el caso Simulado sea mucho mejor que en el caso Rayleigh, por ejemplo, para obtener una BER = 0.02 en el caso Rayleigh se necesitan 8.5 dB más de SNR que en el caso Simulado. Remarcar que dicho razonamiento se hubiese podido hacer respecto a la correlación, ya que su valor tiende a ser proporcional al *Condition Number* como se puede observar en la Tabla 3.6.



Por último indicar que en el caso SISO, como ya se ha comentado, el parámetro del canal que influye en el comportamiento de la BER es la varianza de la potencia, la cual viendo la Tabla 3.6, toma un valor de 0.89 y de 1 para los casos Simulado y Rayleigh, respectivamente. Por ello, en la Fig. 3.13 se observa que la BER obtenida para el caso Simulado es muy similar a la obtenida en el caso Rayleigh, ya que la diferencia entre varianzas de potencia es insignificante e igual a 0.11.

- **500 metros:**

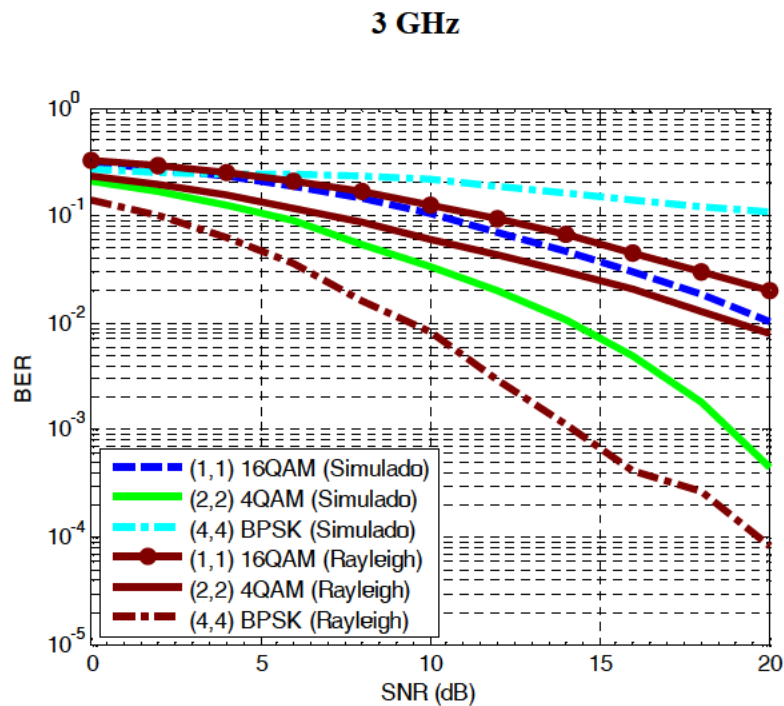


Figura 3.14: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (500 m – 3 GHz)

	Caso Simulado			Caso Rayleigh		
Conf.	1x1	2x2	4x4	1x1	2x2	4x4
Var.	0.40	$10^{-3}$	0.04	1.00	0.25	0.06
C.N	--	2.97	528.97	--	4.43	10.84
$\rho_{rx}$	--	0.45	0.75	--	0.52	0.40

Tabla 3.7: Parámetros del canal en el caso Simulado para 500 m - 3 GHz

En la Fig. 3.14 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando el VBLAST, simulando un enlace de 500 m y para la banda de 3 GHz. Se puede apreciar que utilizando

el trazador de rayos la configuración 4x4 es la menos eficiente, mientras que la configuración 2x2 es la más eficiente. Por otro lado, se observa que en el caso Simulado la configuración 1x1 es mejor que la 1x1 del caso Rayleigh, sin embargo, es peor que la configuración 2x2 del caso Rayleigh hasta una  $SNR = 17.5$  dB, a partir de la cual pasa a ser mejor. Por último, se puede observar que la BER obtenida con la configuración 2x2 del caso Simulado, es mejor que la obtenida con la configuración 2x2 del caso Rayleigh, y peor que la obtenida en la configuración 4x4 del caso Rayleigh.

Como ya se ha comentado, las características intrínsecas del canal radio pueden ayudar a comprender el comportamiento de la BER. Así pues, se observa en la Tabla 3.7 que el *Condition Number* tiene un valor de 528.97 para la configuración 4x4 del caso Simulado, mientras que para el caso Rayleigh su valor es menor siendo 10.84. Por ello, para una  $SNR = 10$  dB la BER obtenida para el caso Rayleigh es un 95% menor que la obtenida en el caso Simulado. Por otro lado, observando las configuraciones 2x2 se aprecia en la Tabla 3.7 que el *Condition Number* es 2.97 y 4.43 para el caso Simulado y Rayleigh, respectivamente. Ello implica que la BER obtenida en el caso Simulado sea mejor que la obtenida en el caso Rayleigh. Por ejemplo, para una  $SNR = 10$  dB la BER obtenida en el caso Simulado es un 50% menor respecto la obtenida en el caso Rayleigh.

Por último indicar que en el caso SISO, como ya se ha comentado, el parámetro del canal que influye en el comportamiento de la BER es la varianza de la potencia, la cual viendo la Tabla 3.7, toma un valor de 0.40 y de 1 para los casos Simulado y Rayleigh, respectivamente. Por ello, en la Fig. 3.14 se observa que para obtener una  $BER = 0.03$  en el caso Rayleigh se necesitan 2 dB de  $SNR$  más que en el caso Simulado.

En la Fig. 3.15 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando el VBLAST, simulando un enlace de 500 m y para la banda de 5 GHz. Se puede apreciar que para el caso Simulado la configuración 4x4 es la menos eficiente, mientras que la configuración 2x2 es la más eficiente. Por otro lado, se observa que en el caso Simulado la configuración 1x1 es mejor que la 1x1 del caso Rayleigh, sin embargo, es peor que la configuración 2x2 del caso Rayleigh hasta una  $SNR = 13$  dB, a partir de la cual pasa a ser mejor. Por último, se puede observar que la BER obtenida con la configuración 2x2 del caso Simulado es mejor que la obtenida con la configuración 2x2 del caso Rayleigh, sin embargo, es peor que la configuración 4x4 del caso Rayleigh hasta una  $SNR = 16.5$  dB, a partir de la cual pasa a ser mejor.

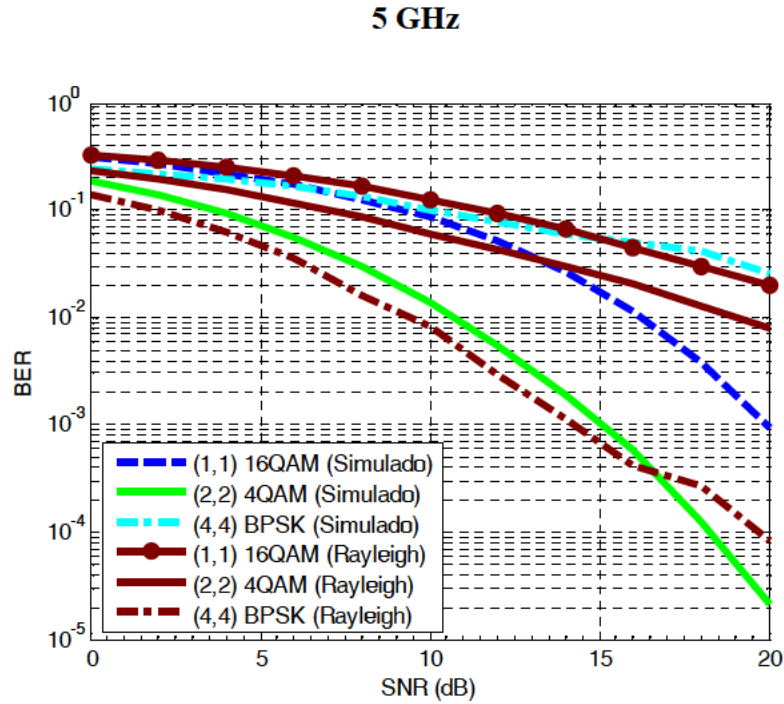


Figura 3.15: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (500 m – 5 GHz)

	Caso Simulado			Caso Rayleigh		
Conf.	1x1	2x2	4x4	1x1	2x2	4x4
Var.	0.35	0.35	0.37	1.00	0.25	0.06
C.N	--	1.64	47.54	--	4.43	10.84
$\rho_{rx}$	--	0.29	0.60	--	0.52	0.40

Tabla 3.8: Parámetros del canal en el caso Simulado para 500 m - 5 GHz

Como ya se ha comentado, las características intrínsecas del canal radio pueden ayudar a comprender el comportamiento de la BER. Así pues, se observa en la Tabla 3.8 que el *Condition Number* tiene un valor de 47.54 para la configuración 4x4 del caso Simulado, mientras que para el caso Rayleigh su valor es menor siendo 10.84. Por ello, por ejemplo para obtener una  $BER = 0.03$  en el caso Simulado, se necesitan 13 dB de SNR más que en el caso Rayleigh. Por otro lado, observando las configuraciones 2x2 se aprecia en la Tabla 3.8 que el *Condition Number* es 1.64 y 4.43 para el caso Simulado y Rayleigh, respectivamente. Ello implica que la BER obtenida en el caso Simulado sea mejor que la obtenida en el caso Rayleigh. Por ejemplo, para obtener una  $BER = 0.03$ , en el caso Rayleigh se necesitan 6 dB de SNR más que en el caso Simulado. Remarcar que dicho

razonamiento se hubiese podido hacer respecto a la correlación, ya que su valor tiende a ser proporcional al *Condition Number* como se puede observar en la Tabla 3.8.

Por último indicar que en el caso SISO, como ya se ha comentado, el parámetro del canal que influye en el comportamiento de la BER es la varianza de la potencia, la cual viendo la Tabla 3.8, toma un valor de 0.35 y de 1 para los casos Simulado y Rayleigh, respectivamente. Por ello, en la Fig. 3.15 se observa que para obtener una  $BER = 0.03$ , en el caso Rayleigh se necesitan 6 dB de SNR más que en el caso Simulado.

A continuación se estudia el comportamiento de la BER, barriendo la longitud del enlace entre 50 m y 500 m y fijando la SNR a 10 dB. Las simulaciones se han obtenido para las bandas ya comentadas de 3 GHz y de 5 GHz.

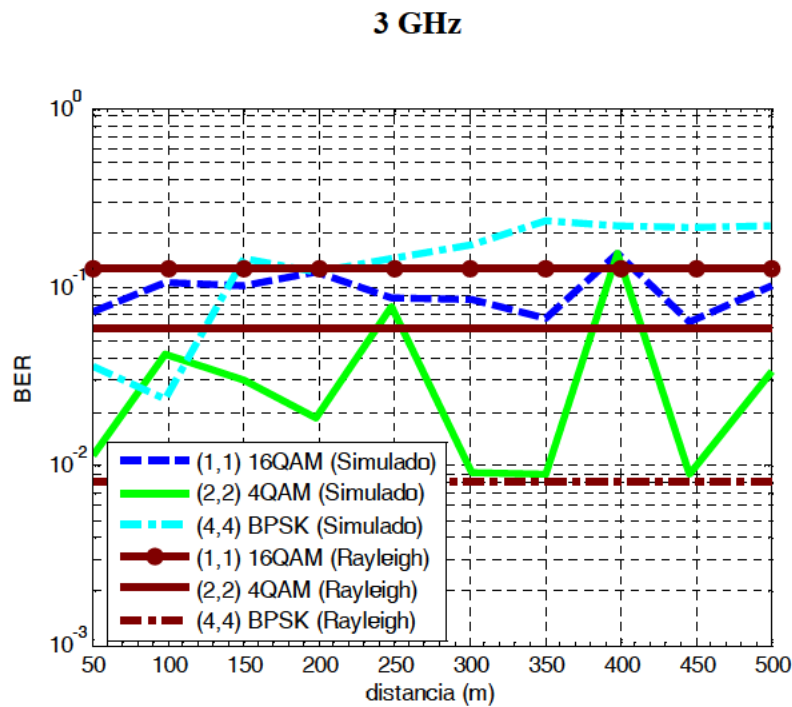


Figura 3.16: BER-distancia VBLAST (Simulado - Rayleigh) (SNR= 10 dB – 3 GHz)

En la Fig. 3.16 se observa el comportamiento de la BER a 3 GHz, pudiéndose remarcar que, en el caso Simulado y para distancias cortas entre 50 m – 140 m, la configuración menos eficiente es la SISO. Mientras que para distancias mayores de 140 m, la configuración menos eficiente pasa a ser la 4x4, ya que la BER obtenida con dicha configuración es creciente con la distancia, llegando a alcanzar un valor de 0.02 a 500m. Ello es debido a que la correlación para distancias cercanas es baja y, por tanto, el canal está muy incorrelado, al igual que el *Condition Number* que a distancias cercanas toma

valores muy bajos, lo que significa que hay mucha dispersión (ver Figs. 3.4 y 3.6). Todo ello, hace que la configuración 4x4 sea efectiva a distancias cortas, no mereciendo la pena utilizarla cuando estamos lejos del transmisor ( $>140$  m).

Respecto la configuración SISO se aprecia que la BER obtenida es prácticamente constante con la distancia e igual a 0.09. Finalmente, se observa que la configuración 2x2 es la más eficiente para todas las distancias y su valor es muy oscilante, no pudiéndose observar una tendencia clara a lo largo de la distancia. Dichas oscilaciones se corresponden a los valores que toman el *Condition Number* y/o la correlación, siendo muy elevados a 100 m, 250 m y 400 m (Ver Figs. 3.4 y 3.6)

Si se comparan los resultados de la BER obtenidos para el caso Simulado con los obtenidos en el caso Rayleigh, se observa que la BER media obtenida en las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 en el caso Simulado es 0.096, 0.039 y 0.153, respectivamente, mientras que en el caso Rayleigh es 0.126, 0.058 y 0.008, respectivamente. Por tanto, se puede decir que los resultados obtenidos en el caso Simulado son mejores que los obtenidos en el caso Rayleigh cuando se usan las configuraciones 1x1 y 2x2, sin embargo, cuando se usa la configuración 4x4 son peores. Ello es debido en gran parte a los valores que toma el *Condition Number* y/o la correlación que, en definitiva, en la mayoría de los casos son muy distintos a los obtenidos en el caso Rayleigh, tal y como se ha ido comentando anteriormente cuando se han estudiado los casos puntuales para 50 m, 250 m y 500 m.

En la Fig. 3.17 se observa el comportamiento de la BER a 5 GHz, pudiéndose remarcar que en el caso Simulado hasta 330 m, la configuración menos eficiente es la SISO. Mientras que para distancias mayores a la indicada la configuración menos eficiente pasa a ser la 4x4, ya que la BER obtenida con dicha configuración, es en media una función creciente con la distancia, llegando a alcanzar un valor de 0.1 a 500 m. Sin embargo, hasta 230 m la configuración 4x4 es la más eficiente. Dicho comportamiento es debido, tal y como pasaba a 3 GHz, a los valores bajos que toman la correlación y/o el *Condition Number* a distancias cortas, provocando que la configuración 4x4 sea la más eficiente (ver Figs. 3.5 y 3.7).

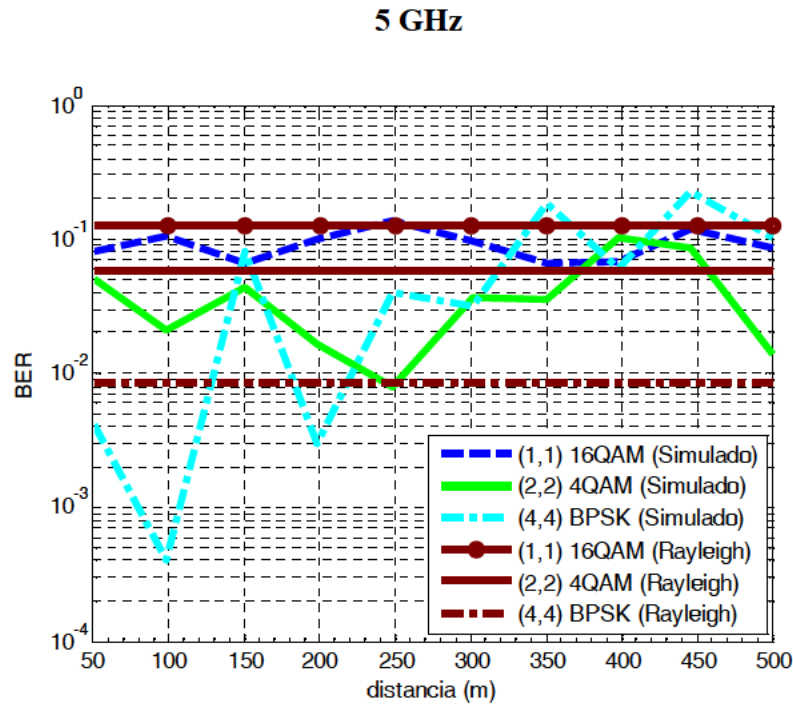


Figura 3.17: BER-distancia VBLAST (Simulado - Rayleigh) (SNR= 10 dB – 5 GHz)

Respecto la configuración SISO se aprecia que la BER obtenida es prácticamente constante con la distancia e igual a 0.09. Finalmente se observa que la configuración 2x2 es la más eficiente a partir de una distancia de 230 m, y su valor es muy oscilante, no pudiéndose observar una tendencia clara en función de la distancia. Comentar que a 400 m se observa un caso puntual en el que la configuración 4x4 llega a ser más eficiente que la 2x2, pero para analizar los resultados se intenta estudiar la tendencia (en media), ya que como se observan las condiciones del canal son muy variantes.

Si se compara el caso Simulado con el Rayleigh se puede observar, que al igual que ocurría en la Fig. 3.16 para la banda de 3 GHz, los resultados obtenidos en ambos casos son distintos para la configuración 4x4, sobre todo a distancias lejanas ( $>230$  m) en las que la BER en el caso Simulado es peor. Ello es debido a que el *Condition Number* y/o la correlación toman valores mayores que en el caso Rayleigh.

Si ahora se comparan los resultados obtenidos para 3 GHz y 5 GHz del caso Simulado (Fig. 3.16 y 3.17), se puede observar que con la configuración 4x4 para 3 GHz, la BER obtenida es mayor que la obtenida a 5 GHz, llegando a obtener en la banda de 3 GHz un valor de 0.2 a 500m, mientras que a 5 GHz, se obtiene un valor de 0.1. Además, para dicha configuración se observa que a 3 GHz el comportamiento de la BER es menos oscilante, teniendo una tendencia más uniforme que si lo comparamos con el de 5 GHz.

Todo ello es debido a que, a frecuencias mayores, mayor número de modos electromagnéticos son excitados en el túnel y, por tanto, más modos contribuyen en la potencia total recibida. A su vez, ello provoca que el *Condition Number* y/o la correlación oscilen más a lo largo de la distancia. Por otro lado, respecto las configuraciones 1x1 y la 2x2 la BER media obtenida en ambas bandas es muy parecida.

### 3.5.4 Comportamiento de los STBC

El objetivo principal de este apartado es estudiar el comportamiento de la BER utilizando como algoritmos de transmisión los códigos OSTBC/QSTBC (sección 2.5.2 del capítulo 2), y como matriz del canal radio la obtenida mediante el simulador de trazado de rayos utilizado en la presente tesis. Como se ha comentado anteriormente, las configuraciones bajo estudio son la 1x1, 2x2 y la 4x4. Además, la idea es comparar los resultados obtenidos con los presentados en la sección 3.4 aplicando un canal ideal tipo Rayleigh.

Inicialmente se estudia el comportamiento de la BER variando la SNR entre 0 dB y 20 dB, y analizando los resultados en tres distancias del transmisor concretas (50 m, 250 m y 500 m) y para las diferentes bandas de frecuencias elegidas (3 GHz y 5 GHz).

En segundo lugar se obtiene la BER en función de la distancia al transmisor, barriendo dicha distancia entre 50 m y 500 m, y comparando los resultados con los obtenidos en el caso ideal Rayleigh.

Así pues, a continuación, se obtienen y analizan los resultados obtenidos a 50 m, 250 m y a 500 m:

- **50 metros:**

En la Fig. 3.18 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando los códigos OSTBC/QSTBC, simulando un enlace de 50 m y para la banda de 3 GHz. Se puede apreciar que la configuración 4x4 es la más eficiente, tanto en el caso Simulado como en el caso con una distribución Rayleigh. Mientras que, la configuración 1x1 es la menos eficiente para ambos casos. También se aprecia que a medida que aumenta el número de antenas, la diferencia entre la BER obtenida en el caso Simulado y en el caso Rayleigh aumenta, siendo mejor el caso Simulado. Por ejemplo, si se fija la BER a 0.02, la



diferencia entre las SNR's asociadas a ambos casos y para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 es 6 dB, 1 dB y 0 dB, respectivamente.

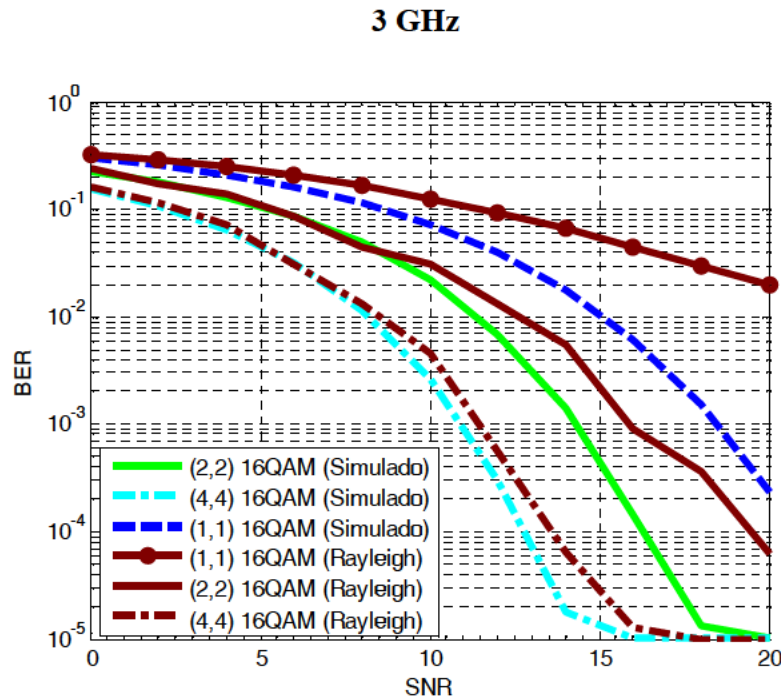


Figura 3.18: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (50 m – 3 GHz)

A continuación se van a estudiar las características intrínsecas del canal para demostrar y/o comprender dicho comportamiento de la BER. Para ello, se observa la Tabla 3.3 comentada anteriormente para el algoritmo VBLAST. Así pues en la Tabla 3.3 se observa que para la configuración 1x1 y para el caso Simulado, la varianza de la potencia media es 0.12, mientras que para el caso Rayleigh es 1, siendo más baja en el caso Simulado. Por ello, en la Fig. 3.18 se refleja dicha mejora del caso Simulado respecto el caso Rayleigh. Observando en la Tabla 3.3 la varianza de la potencia de la configuración 2x2 en el caso Simulado y en el Rayleigh, se observa un valor de 0.10 y de 0.25, respectivamente, implicando una BER obtenida en el caso Simulado menor que en el caso Rayleigh. Realmente el *Condition Number* y/o la correlación también son menores pero por tratarse de códigos ortogonales no afectan prácticamente. Finalmente, se observa que para la configuración 4x4 los valores que toma la varianza de la potencia, el *Condition Number* y la correlación para el caso Simulado son 0.10, 12.11 y 0.43, respectivamente, mientras que en el caso Rayleigh son 0.06, 10.84 y 0.40, respectivamente. Por tanto, se observa que según dichos valores el caso Rayleigh debería ser mejor, pero en la Fig. 3.18



se puede comprobar que ello no es así. Ello es debido a que se trata de códigos casi-ortogonales y, por tanto, la pérdida de ortogonalidad en la codificación de la información a transmitir, influye en el comportamiento de la BER cuando se combina con la respuesta del canal, no viendo una relación clara con ninguno de los parámetros analizados en este caso en concreto.

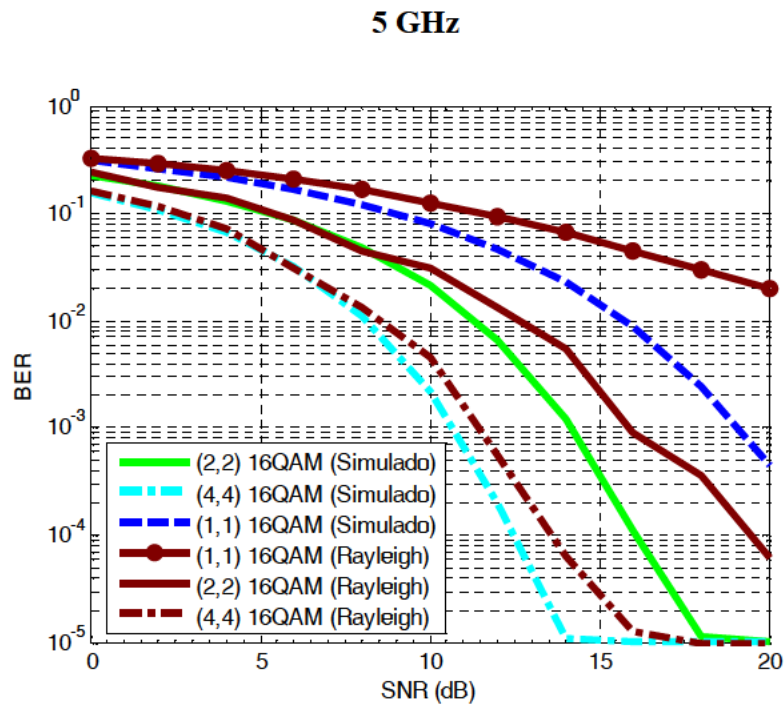


Figura 3.19: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (50 m – 5 GHz)

En la Fig. 3.19 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando los códigos OSTBC/QSTBC, simulando un enlace de 50 m y para la banda de 5 GHz. Se puede apreciar como sucedía para 3 GHz, que la configuración 4x4 es la más eficiente, tanto para el caso Simulado como para el caso con una distribución Rayleigh. Mientras que, la configuración 1x1 es la menos eficiente para ambos casos. También se aprecia que a medida que aumenta el número de antenas, la diferencia entre la BER obtenida en el caso Simulado y en el caso Rayleigh disminuye, siendo siempre más eficiente el caso Simulado. Por ejemplo, si se fija la BER a 0.02, la diferencia entre las SNR's asociadas a ambos casos y para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 es 5.5 dB, 1 dB y 0 dB, respectivamente. Además, el comportamiento de la BER es muy similar al obtenido en la banda de 3 GHz comentada anteriormente.

A continuación, se estudian las características intrínsecas del canal para demostrar y comprender dicho comportamiento de la BER. Para ello, se observa en la Tabla 3.4, comentada anteriormente para el algoritmo VBLAST, que para la configuración 1x1 y para el caso Simulado la varianza de potencia es 0.29, mientras que en el caso Rayleigh es 1. Por tanto, como en el caso Simulado es menor, en la Fig. 3.19 se refleja dicha mejora del caso Simulado con respecto al caso Rayleigh. Observando en la Tabla 3.4 la configuración 2x2 para el caso Simulado, la varianza de la potencia es 0.15, mientras que en el caso Rayleigh es 0.25, siendo mejor el caso Simulado y reflejándose dicha mejora en la Fig. 3.19.

Finalmente, para la configuración 4x4 se observa en la Fig. 3.19 que el caso Simulado es mejor que el caso Rayleigh. Viendo los parámetros en la Tabla 3.4 se puede observar que la varianza de la potencia y el *Condition Number* son menores en el caso Simulado, ocasionando dicha mejora.

- 250 metros:

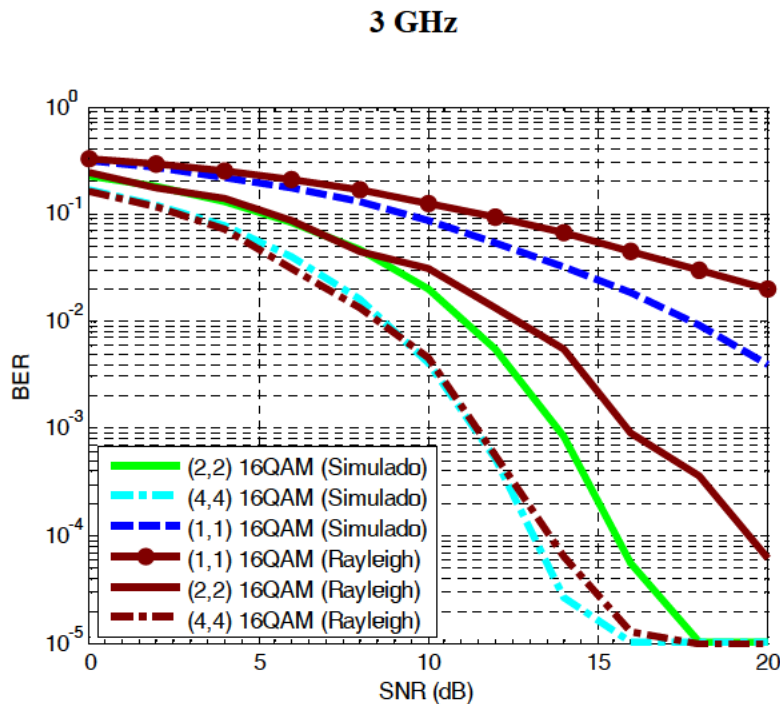


Figura 3.20: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (250 m – 3 GHz)

En la Fig. 3.20 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando los códigos OSTBC/QSTBC, simulando un enlace de 250 m y para la banda de 3 GHz. Se puede

apreciar que la configuración 4x4 es la más eficiente, tanto para el caso Simulado como para el caso ideal Rayleigh. Mientras que, la configuración 1x1 es la menos eficiente para ambos casos. Finalmente, se puede decir que dada una configuración se obtienen mejores resultados en el caso Simulado que en el caso Rayleigh.

A continuación, se estudian las características intrínsecas del canal para demostrar y/o comprender dicho comportamiento de la BER. Para ello, se observa en la Tabla 3.5, comentada anteriormente para el algoritmo VBLAST, que para la configuración 1x1 y para el caso Simulado la varianza de la potencia es 0.22, mientras que en el caso Rayleigh es 1. Por ello, en la Fig. 3.20 se refleja que la BER obtenida en el caso Simulado es mejor que en el caso Rayleigh. Si se observa en la Tabla 3.5 la configuración 2x2, la varianza de la potencia es 0.04 para el caso Simulado, mientras que en el caso Rayleigh es 0.25 y, por ello, se observa en la Fig. 3.20 que para la configuración 2x2 la BER obtenida en el caso Simulado es menor que en el caso Rayleigh. En este ejemplo de 250 m y 3 GHz se observa claramente que el parámetro decisivo en el comportamiento de la BER cuando se utilizan códigos ortogonales, es la varianza de la potencia ya que según el *Condition Number* y/o la correlación debería de ser peor el caso Simulado que el caso Rayleigh.

Finalmente, para la configuración 4x4 se observa en la Fig. 3.20 que el caso Simulado y el caso Rayleigh son muy parecidos. Viendo los parámetros en la Tabla 3.5 se puede observar que la varianza de la potencia es similar en ambos casos, justificándose así dicho comportamiento.

En la Fig. 3.21 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando los códigos OSTBC/QSTBC, simulando un enlace de 250 m y para la banda de 5 GHz. Se puede apreciar que la configuración 4x4 es la más eficiente, tanto para el caso Simulado como para el caso ideal Rayleigh. Mientras que, la configuración 1x1 es la menos eficiente para ambos casos. Finalmente, se puede decir que dada una configuración se obtienen mejores resultados en el caso Simulado que en el caso Rayleigh, exceptuando la configuración 1x1, cuya BER obtenida en el caso Simulado es peor que la obtenida en el caso Rayleigh para SNR mayores a 7 dB.

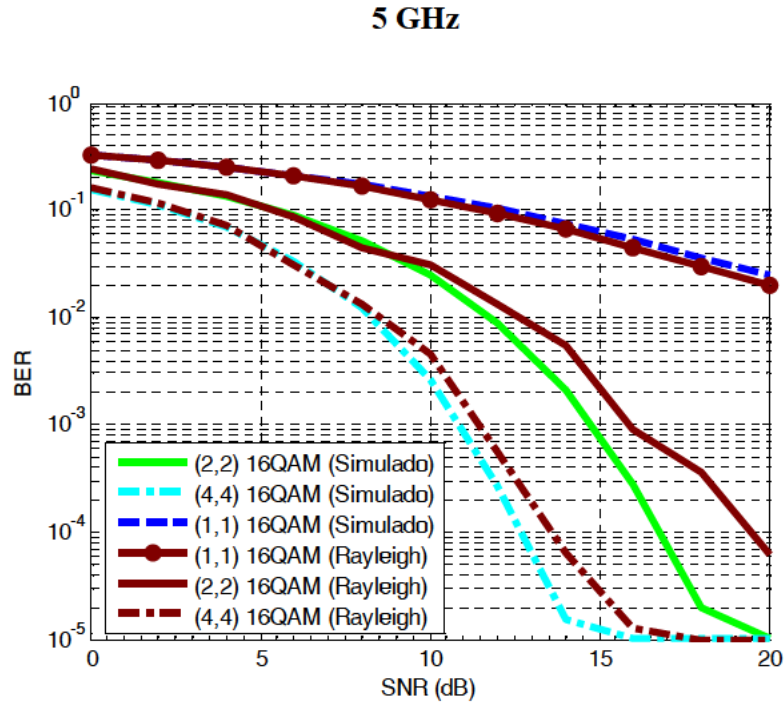


Figura 3.21: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (250 m – 5 GHz)

A continuación, se estudian las características intrínsecas del canal para demostrar y/o comprender dicho comportamiento de la BER. Para ello, se observa en la Tabla 3.6, comentada anteriormente para el algoritmo VBLAST, que para la configuración 1x1 y para el caso Simulado la varianza de la potencia es 0.89, mientras que en el caso Rayleigh es 1. Por ello, en la Fig. 3.21 se refleja que la BER obtenida en el caso Simulado es muy similar a la del caso Rayleigh. Si se observa en la Tabla 3.6 la configuración 2x2, la varianza de la potencia es 0.06 para el caso Simulado, mientras que en el caso Rayleigh es 0.25 y, por ello, se observa en la Fig. 3.21 que para la configuración 2x2 la BER obtenida en el caso Simulado es menor que en el caso Rayleigh.

Finalmente, para la configuración 4x4 se observa en la Fig. 3.21 que el caso Simulado es mejor que el caso Rayleigh. Viendo los parámetros en la Tabla 3.6 se puede observar que la varianza de la potencia es menor y, por tanto, mejor en el caso Simulado justificándose dicho comportamiento.

- **500 metros:**

En la Fig. 3.22 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando los códigos OSTBC/QSTBC, simulando un enlace de 500 m y para la banda de 3 GHz. Se puede

apreciar que la configuración 4x4 es la más eficiente tanto para el caso Simulado como para el caso ideal Rayleigh. Mientras que, la configuración 1x1 es la menos eficiente para ambos casos. Finalmente, se puede decir que dada una configuración se obtienen mejores resultados en el caso Simulado que en el caso Rayleigh, exceptuando la configuración 4x4 en la que se obtiene una BER mayor en el caso Simulado.

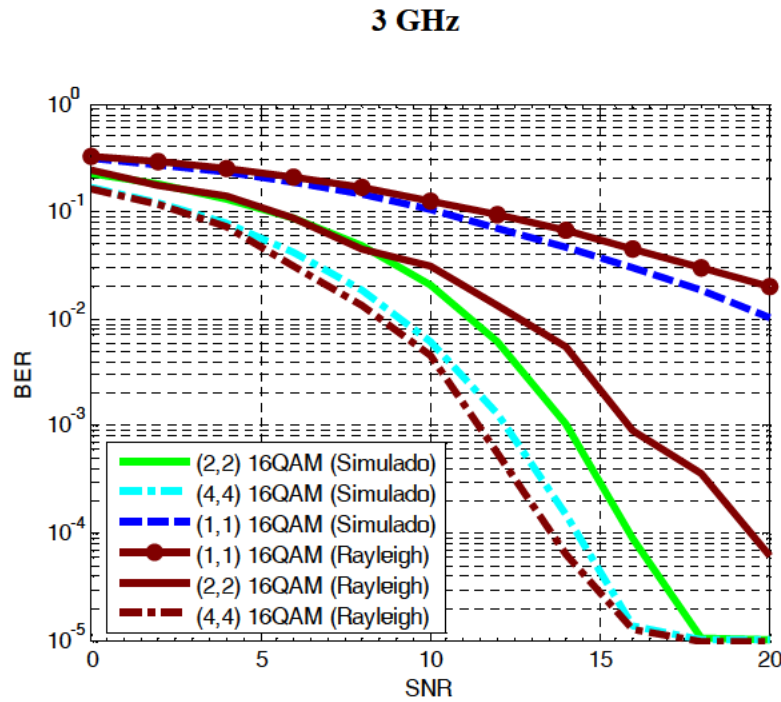


Figura 3.22: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (500 m – 3 GHz)

A continuación se estudian las características intrínsecas del canal radio para demostrar y/o comprender dicho comportamiento de la BER. Para ello, se observa en la Tabla 3.7, comentada anteriormente para el algoritmo VBLAST, que para la configuración 1x1 y para el caso Simulado, la varianza de la potencia es 0.40, mientras que en el caso Rayleigh es 1. Por ello, en la Fig. 3.22 se refleja que la BER obtenida en el caso Simulado es mejor que la obtenida en el caso Rayleigh. Si se observa en la Tabla 3.7 la configuración 2x2, la varianza de la potencia es  $10^{-3}$  para el caso Simulado, mientras que en el caso Rayleigh es 0.25. Por ello, se observa en la Fig. 3.22 que para la configuración 2x2 la BER obtenida en el caso Simulado es menor que en el caso Rayleigh.

Finalmente, para la configuración 4x4 se observa en la Fig. 3.22 que el caso Simulado es peor que el caso Rayleigh. Viendo los parámetros en la Tabla 3.7 se puede



observar que el *Condition Number* y/o la correlación tienen un valor muy elevado en el caso Simulado, justificándose así que la BER empeore.

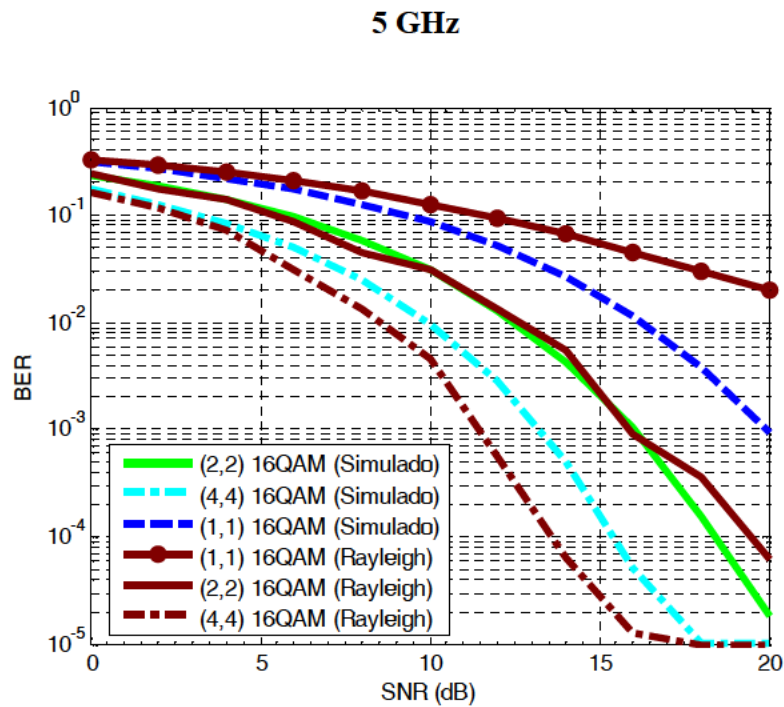


Figura 3.23: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (500 m – 5 GHz)

En la Fig. 3.23 se pueden observar los resultados obtenidos utilizando los códigos OSTBC/QSTBC, simulando un enlace de 500 m y para la banda de 5 GHz. Se puede apreciar que la configuración 4x4 es la más eficiente tanto para el caso Simulado como para el caso ideal Rayleigh. Sin embargo, la configuración 1x1 es la menos eficiente para ambos casos.

A continuación se estudian las características intrínsecas del canal radio para demostrar y/o comprender dicho comportamiento de la BER. Para ello, se observa en la Tabla 3.8, comentada anteriormente para el algoritmo VBLAST, que para la configuración 1x1 y para el caso Simulado, la varianza de la potencia es 0.35, mientras que en el caso Rayleigh es 1. Por ello, en la Fig. 3.23 se refleja que la BER obtenida en el caso Simulado es mejor que la obtenida en el caso Rayleigh. Si se observa en la Tabla 3.8 la configuración 2x2, la varianza de la potencia es 0.35 para el caso Simulado, mientras que en el caso Rayleigh es 0.25, no habiendo mucha diferencia entre dichas varianzas. Por ello, se observa en la Fig. 3.23 que para la configuración 2x2 la BER obtenida en el caso Simulado es muy similar a la obtenida en el caso Rayleigh.

Finalmente, para la configuración 4x4 se observa en la Fig. 3.23, que el caso Simulado es peor que el caso Rayleigh. Viendo los parámetros en la Tabla 3.8 se puede observar que la varianza de la potencia en el caso Simulado tiene un valor igual a 0.37, mientras que la del caso Rayleigh es 0.06, justificándose así que la BER en el caso Simulado empeore.

A continuación para una SNR fija igual a 10 dB, se estudia el comportamiento de la BER barriendo la longitud del enlace entre 50 m y 500 m. Además, dichos resultados se obtienen para las bandas de 3 GHz y de 5 GHz.

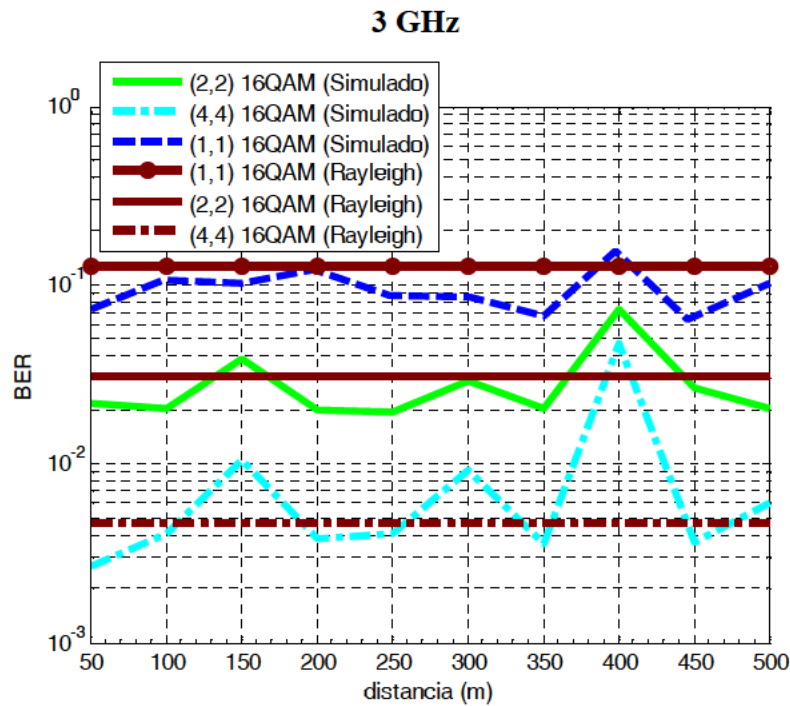


Figura 3.24: BER-distancia STBC (Simulado - Rayleigh) (SNR = 10dB – 3 GHz)

En la Fig. 3.24 se observa el comportamiento de la BER a 3 GHz, pudiéndose remarcar que el comportamiento de la BER media es independiente de la distancia, obteniendo un valor medio para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 de 0.08, 0.02 y 0.007, respectivamente. Mientras que en el caso Rayleigh la BER para dichas configuraciones es 0.12, 0.03 y 0.004, respectivamente. Por tanto, se observa que la BER media obtenida en el caso Simulado es muy similar a la del caso Rayleigh. Además, se aprecia que en las tres configuraciones las variaciones que se observan van enlazadas a la varianza de la potencia, como se puede comprobar viendo la Fig. 3.8. Es decir, que dichas variaciones son debidas a las variaciones de potencia que se tienen en las 51 frecuencias promediadas.

Ello es debido a que se trata de códigos ortogonales y casi-ortogonales y, por tanto, la influencia del canal es mínima.

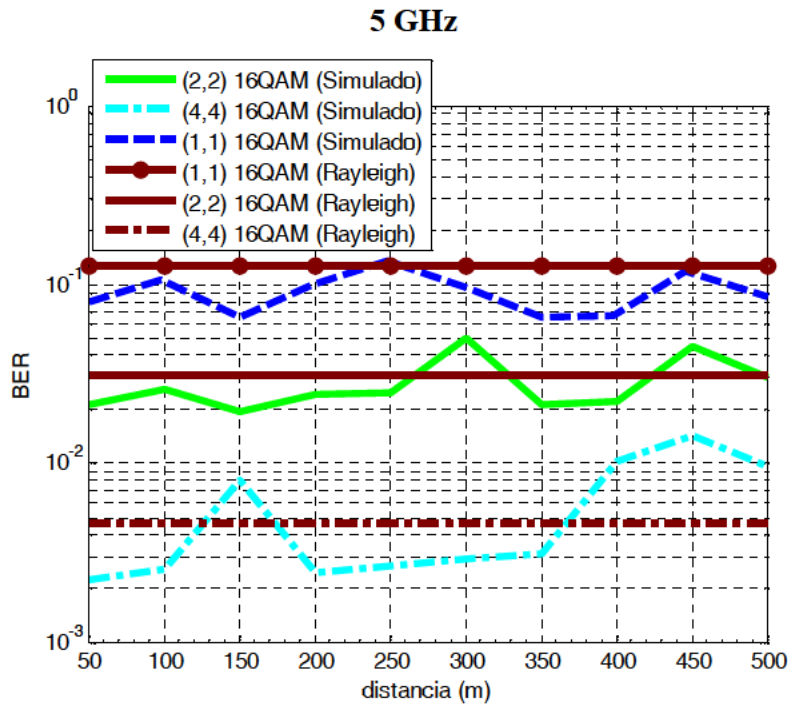


Figura 3.25: BER-distancia STBC (Simulado - Rayleigh) (SNR = 10dB – 5 GHz)

En la Fig. 3.25 se observa el comportamiento de la BER a 5 GHz, pudiéndose remarcar que el comportamiento de la BER media es independiente de la distancia, obteniendo un valor medio para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 de 0.09, 0.02 y 0.005, respectivamente. Mientras que en el caso Rayleigh la BER para dichas configuraciones es 0.12, 0.03 y 0.004, respectivamente. Por tanto, tal y como pasaba en la banda de 3 GHz, para el caso Simulado el comportamiento de la BER en media es bastante similar al del caso Rayleigh. Esto es debido al hecho de que los códigos OSTBC y QSTBC son ortogonales y casi-ortogonales, respectivamente, haciendo que la BER dependa principalmente de la varianza de la potencia del canal y no de la correlación y/o del *Condition Number*.

### 3.5.5 Comparativa entre los VBLAST y los STBC

A continuación se comparan los resultados obtenidos de la BER en función de la distancia para una SNR = 10 dB, y utilizando el algoritmo VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC para las bandas de 3 GHz y de 5 GHz.



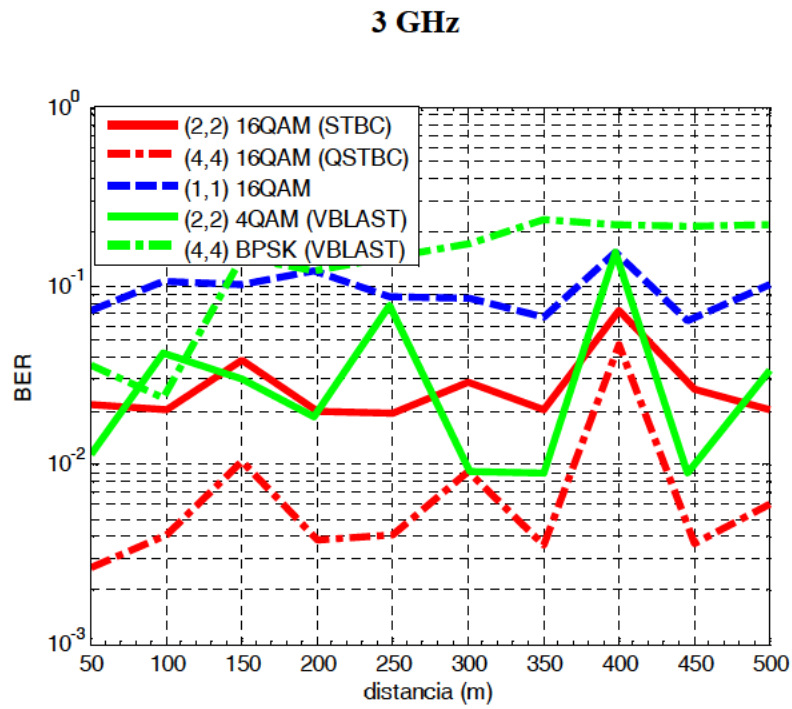


Figura 3.26: Comparativa VBLAST-STBC caso Simulado (SNR=10 dB – 3 GHz)

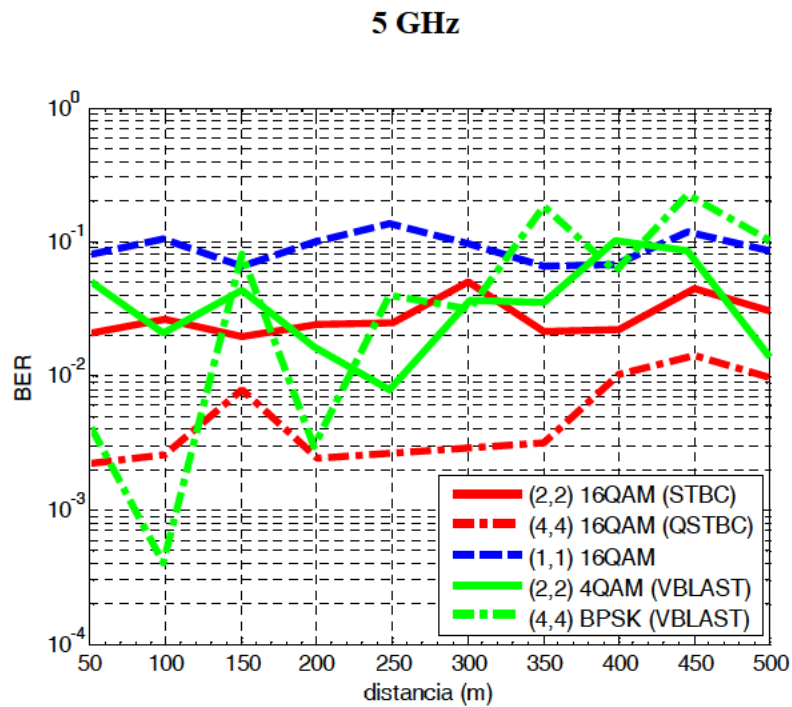


Figura 3.27: Comparativa VBLAST-STBC caso Simulado (SNR = 10 dB – 5 GHz)

Se puede concluir comparando ambos algoritmos y observando la Fig. 3.26 y la Fig. 3.27 que, partiendo de una velocidad de transmisión constante, la BER media

obtenida con la configuración 2x2 en ambos algoritmos es bastante similar rondando en la banda de 5 GHz el valor de 0.03. No obstante, utilizando VBLAST la BER oscila más sobre el valor medio debido a las variaciones del *Condition Number* y/o la correlación. Sin embargo si se utiliza la configuración 4x4, utilizando los códigos QSTBC se obtienen en la mayoría de las distancias resultados mucho mejores que con VBLAST, sobre todo en la banda de 3 GHz y a distancias mayores, ya que el *Condition Number* y/o la correlación son mayores (ver Figs. 3.4 y 3.6) y, por tanto, peores. Por ejemplo, utilizando la configuración 4x4 en la banda de 3 GHz a 500 m, la BER obtenida utilizando QSTBC es un 97% menor que la obtenida utilizando el algoritmo VBLAST. Como excepción, se puede resaltar que en la banda de 5 GHz y a distancias cercanas (hasta 120 m), es mejor utilizar VBLAST que QSTBC.

Finalmente se puede comentar que utilizando los códigos OSTBC/QSTBC siempre es mejor utilizar MIMO que SISO. Sin embargo, utilizando VBLAST eso ya no es así, ya que como se observa en la Fig. 3.26, a partir de una distancia de 140 m, la BER obtenida usando la configuración 4x4 en la banda de 3 GHz es mayor que la obtenida con la configuración 1x1. También en la banda de 5 GHz (Fig. 3.27), a partir de 330 m ocurre lo mismo, es decir, que la BER obtenida usando la configuración 4x4 pasa a ser peor que la obtenida con la configuración 1x1.

### 3.5.6 Conclusiones

Como conclusión se puede decir que para justificar el comportamiento de la BER en función de la distancia, se tiene que estudiar las características intrínsecas asociadas a la matriz del canal asociada a una distancia en concreto y para una banda de frecuencias concreta. Así pues, se ha realizado este estudio particularizado para 50 m, 250 m y 500 m. Además se ha comparado el caso Simulado con el caso Rayleigh, llegando a la conclusión de que utilizando los códigos OSTBC/QSTBC, los resultados son muy parecidos en ambos casos. Sin embargo, utilizando el algoritmo VBLAST dichos resultados divergen bastante de los obtenidos con el caso Rayleigh, obteniendo en el caso Simulado mejores resultados usando la configuración 2x2 y peores resultados usando la configuración 4x4. Por último, se han comparado los resultados obtenidos con ambos algoritmos, llegando a la conclusión que generalmente es mejor utilizar códigos OSTBC/QSTBC que el algoritmo VBLAST, cuando se parte de una velocidad de transmisión constante y fija.

### 3.6 Estudio experimental en un túnel real

En este caso, en adelante caso Real, se han transmitido los símbolos por un canal radio cuya matriz ha sido obtenida a partir de unas medidas que se llevaron a cabo previamente a la tesis en un túnel del sur de Francia en el año 2005. Dicha campaña de medidas está descrita en la sección 2.8 del capítulo 2 de la presente tesis. Así pues, para obtener la respuesta del canal MIMO, se utilizaron dos arrays virtuales, uno en transmisión y otro en recepción. Un sistema mecánico de posicionamiento desplazaba de derecha a izquierda las antenas para tomar las medidas en las diferentes posiciones tanto en transmisión como en recepción. Las medidas se dividieron en dos fases:

- La primera midiendo en 12 posiciones transversales, tanto en transmisión como en recepción, obteniendo 144 medidas en banda ancha y utilizando polarización vertical. Además, se midieron 89 distancias del receptor diferentes entre 50 m y 500 m del túnel obteniendo para cada posición una matriz MIMO 12x12.
- La segunda midiendo en 8 posiciones transversales, tanto en transmisión como en recepción, obteniendo 64 medidas en banda ancha. Además, se repitieron las medidas para diferentes polarizaciones y para 14 distancias del receptor diferentes entre 50 m y 500 m del túnel, obteniendo una matriz MIMO 8x8 para cada una de ellas. Dichas polarizaciones son:
  - Vertical-Vertical (VV): tanto en transmisión como en recepción polarización vertical.
  - Horizontal-Horizontal (HH): tanto en transmisión como en recepción polarización horizontal.
  - Vertical-Horizontal (VH): en transmisión vertical y en recepción horizontal.
  - Horizontal-Vertical (HV): en transmisión horizontal y en recepción vertical.

Cada coeficiente de dichas matrices del canal viene en función de la polarización, de la distancia entre transmisor y receptor barriendo las distancias entre 50 m y 500 m, y de la frecuencia, barriendo 1601 frecuencias entre 2.8 GHz y 5 GHz.

Este apartado se divide en dos estudios experimentales diferentes:

Primeramente se estudia la eficiencia de los algoritmos VBLAST y OSTBC/QSTBC, utilizando medidas reales (caso Real) para poder comparar los resultados con los obtenidos en el estudio teórico (caso Simulado) analizado en la sección 3.5. Este estudio se hace utilizando polarización vertical tanto en transmisión como en recepción, ya que en el caso Simulado es así. Por ello, para este primer estudio, se utilizan las medidas descritas para una configuración 12x12 ya que se tomaron con polarización vertical.

Y en segundo lugar, se estudia la influencia que tiene la polarización en los sistemas VBLAST y OSTBC/QSTBC. Para ello se parte de las matrices de medidas 8x8 obtenidas en el túnel para varias polarizaciones en 14 posiciones entre 50 m y 500 m. Remarcar que en este segundo estudio con diferentes polarizaciones, no se comparan los resultados con el caso Simulado ya que este no simula diferentes polarizaciones.

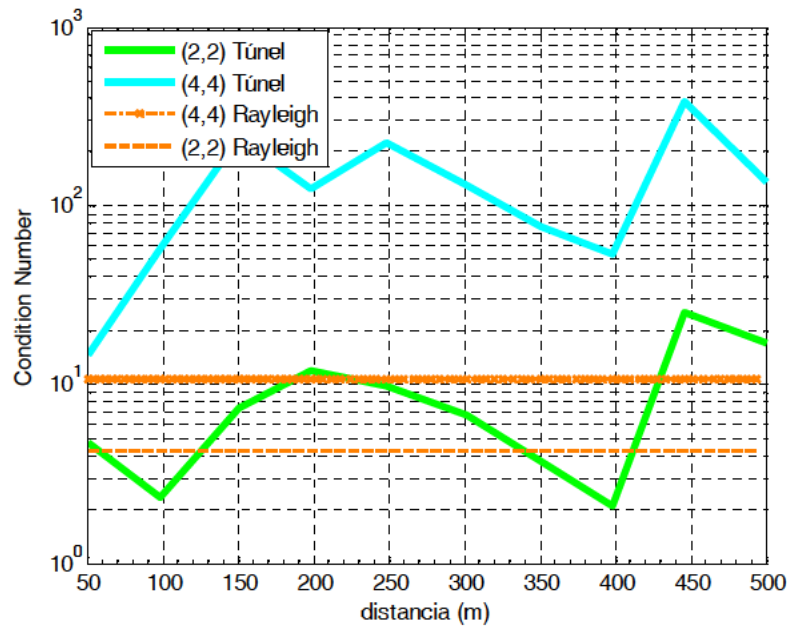
### 3.6.1 Parámetros intrínsecos de la propagación en túneles a partir de medidas

A continuación, se ilustran los parámetros de las matrices del canal radio que se han tenido en cuenta para explicar el comportamiento de la BER. Dichos parámetros son el *Condition Number*, la correlación entre las antenas y la varianza de la potencia asociada a la matriz del canal radio.

#### 3.6.1.1 *Condition Number*

En esta sección, se muestra el *Condition Number* en función de la distancia y para las bandas de 3 GHz y 5 GHz. Remarcar que un *Condition Number* menor implica que el canal es más dispersivo, y la energía se esparce por más canales/caminos, tal y como se ha comentado en el capítulo 2 en la sección 2.2.2.1.

## 3 GHz

Figura 3.28: *Condition Number* a 3 GHz. Caso Real.

En la Fig. 3.28 se puede observar que el *Condition Number* a 3 GHz tiene un comportamiento distinto para la configuración 4x4 y para la 2x2. Así pues, se observa que para la configuración 2x2 su valor se mantiene en media alrededor de 6, no viéndose una tendencia clara con la distancia. Sin embargo, para la configuración 4x4 se observa que tiene una tendencia creciente en función de la distancia. Ello se explica porque cerca del transmisor, según la teoría modal, mayor número de modos electromagnéticos contribuyen a la potencia total recibida, y ello hace que el *Condition Number* mejore y, por tanto, disminuya [Mol08a]. Dicho efecto se manifiesta más en la configuración 4x4, ya que a mayor número de antenas mayor número de modos son excitados.

Además, si se compara el *Condition Number* asociado a la configuración 4x4 en el túnel real, con el caso en el que el canal tiene una distribución Rayleigh cuyo *Condition Number* toma un valor de 10.84 para una configuración 4x4, se aprecia en la Fig. 3.28 que prácticamente no se pueden comparar, ya que en el caso Real incluso a distancias muy cercanas al transmisor, el *Condition Number* aumenta bruscamente. Sin embargo, en la configuración 2x2 el *Condition Number* toma valores entre 2.07 y 25.5, obteniendo un valor medio de 6. Por tanto, se aproxima bastante al caso Rayleigh cuyo valor para una configuración 2x2 es 4.43.

## 5 GHz

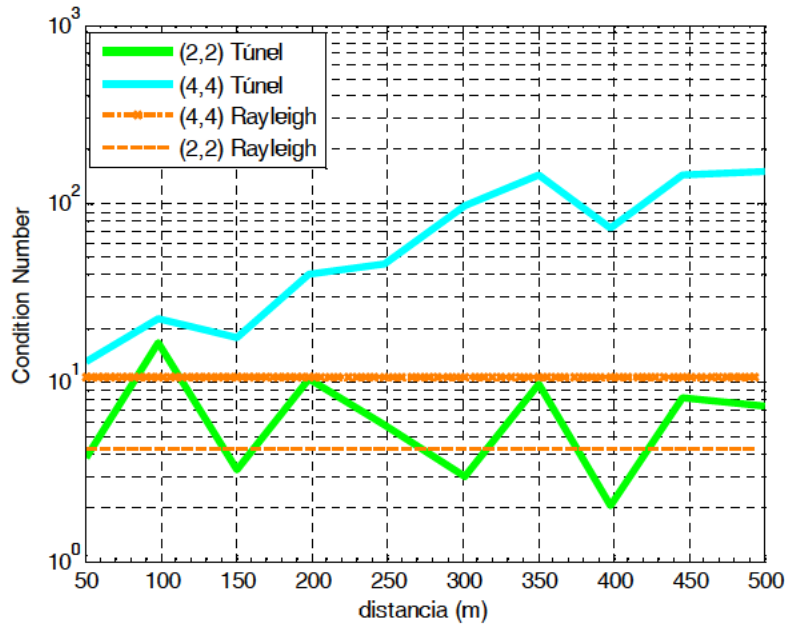


Figura 3.29: *Condition Number* a 5 GHz. Caso Real.

En la Fig. 3.29 se puede observar que el *Condition Number* a 5 GHz tiene un comportamiento muy parecido al obtenido para 3 GHz (Fig. 3.28). Pero se observa que en este caso para la configuración 4x4 el *Condition Number* es menor en gran parte de las distancias con respecto a 3 GHz. Ello es debido a que al aumentar la frecuencia el número de modos efectivos que se transmiten por el túnel se incrementa, siendo el número de canales independientes mayor, y haciendo que la matriz del canal este mejor condicionada [Mol08a].

Por tanto, se puede decir que según el *Condition Number*, a medida que se aumenta el número de antenas se obtienen mejores resultados generalmente cerca del transmisor y a frecuencias mayores.

Además, si se compara el *Condition Number* asociado a la configuración 4x4 en el túnel real, con el caso en el que el canal tiene una distribución Rayleigh cuyo *Condition Number* toma un valor de 10.84 para una configuración 4x4, se aprecia en la Fig. 3.29 que únicamente en los primeros 150 m toman un valor similar. Sin embargo, en la configuración 2x2 el *Condition Number* toma valores entre 2.04 y 16.57, obteniendo un valor medio de 6. Por tanto se aproxima bastante al caso Rayleigh, cuyo valor para una configuración 2x2 es 4.43.

### 3.6.1.2 Correlación media entre antenas

En esta sección, se muestra la correlación media en recepción (definida en el capítulo 2 en la sección 2.2.2.2) en función de la distancia y para las bandas de 3 GHz y 5 GHz. Se muestra la correlación en recepción ya que en transmisión los resultados son muy parecidos. Remarcar que una correlación menor implica un canal menos correlado y, por tanto, más dispersivo.

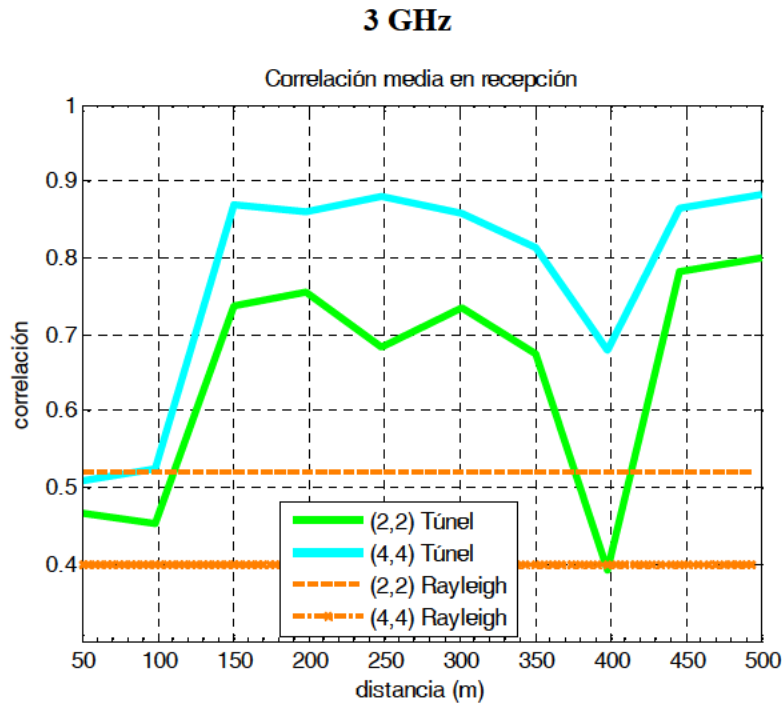


Figura 3.30: Correlación media en recepción a 3 GHz. Caso Real.

En la Fig. 3.30 se puede observar que la correlación a 3 GHz, tanto para la configuración 2x2 como para la 4x4, tiene la misma tendencia en función de la distancia. Sin embargo, en la configuración 2x2 la correlación es siempre menor que 0.8, mientras que la correlación en la configuración 4x4 es mayor con valores, en gran parte, mayores a 0.8. Remarcar que una correlación menor a 0.7 se considera un canal incorrelado [Shi00]. Además, se observa que cerca del transmisor las correlaciones son menores. Ello es debido a que cerca del transmisor, según la teoría modal, mayor número de modos electromagnéticos contribuyen a la potencia total recibida, y ello hace que la correlación mejore y, por tanto, disminuya [Mol08a].

Además, si se comparan los resultados con los obtenidos con un canal con distribución Rayleigh, se observa que únicamente en los 100 primeros metros del



transmisor se pueden considerar semejantes, tanto para la configuración 2x2 como para la 4x4.

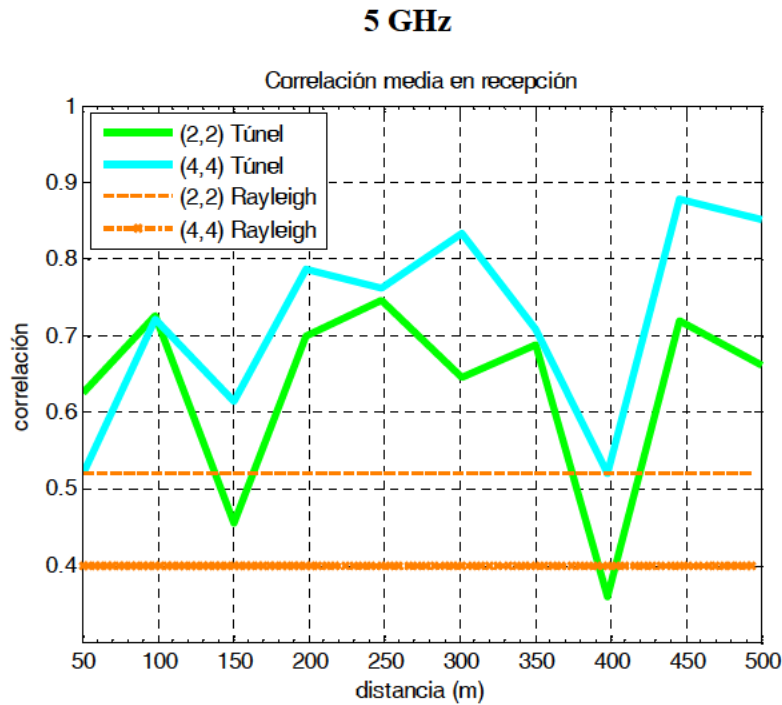


Figura 3.31: Correlación media en recepción a 5 GHz. Caso Real.

En la Fig. 3.31 se puede observar la correlación media en recepción a 5 GHz. Se observa que en este caso la correlación para la configuración 2x2 tiene una media de 0.64, coincidiendo con la obtenida a 3 GHz. Por otro lado se observa que para la configuración 4x4 la correlación es menor a 5 GHz, obteniendo un valor medio igual a 0.71, mientras que a 3 GHz su valor era 0.77. Ello es debido a que al aumentar la frecuencia el número de modos efectivos que se transmiten por el túnel se incrementa, siendo el número de canales independientes mayor, y haciendo que la matriz del canal esté menos correlada [Mol08a].

Por tanto se puede decir que según la correlación, a medida que se aumenta el número de antenas se obtienen mejores resultados, generalmente cerca del transmisor y a frecuencias mayores.

Además, si se comparan los resultados con los obtenidos con un canal con distribución Rayleigh, se aprecia que los comportamientos son distintos incluso cerca del transmisor.



### 3.6.1.3 Varianza de la potencia media recibida

En esta sección, se muestra la varianza de la potencia media recibida para cada una de las distancias. Ello se muestra para 3 GHz y 5 GHz. En la sección 2.2.2.4 del capítulo 2 se explica cómo se ha calculado dicha varianza. No obstante remarcar que la varianza de la potencia está referida a la varianza de las potencias asociadas a las 51 matrices del canal, que se han promediado para cada banda de frecuencia. Si la varianza es menor significa que las potencias son más parecidas y más cercanas a la potencia normalizada, es decir, a 1. Sin embargo, si la varianza aumenta significa que las potencias divergen más y, por tanto, mayor desvanecimiento en frecuencia.

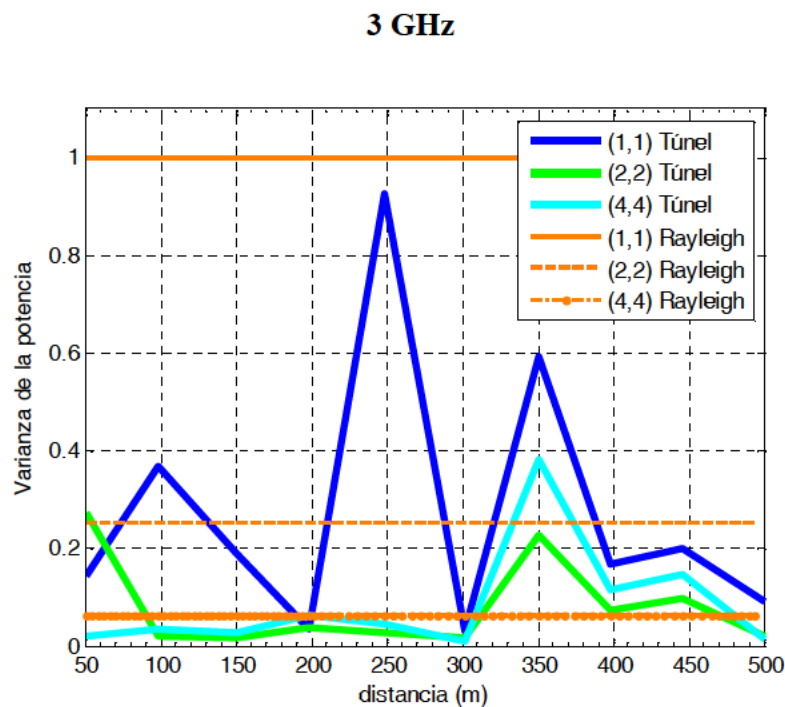


Figura 3.32: Varianza de la potencia recibida a 3 GHz. Caso Real.

En la Fig. 3.32 se observa que en función de la distancia no hay ninguna tendencia clara. Además, se observa una varianza muy similar para las configuraciones 2x2 y 4x4. Finalmente, se observa que la varianza para la configuración 1x1 siempre es mayor que para las configuraciones MIMO. Esto es debido al hecho de que en su cálculo se promedian menos valores (ver la expresión (2.23) del capítulo 2).

## 5 GHz

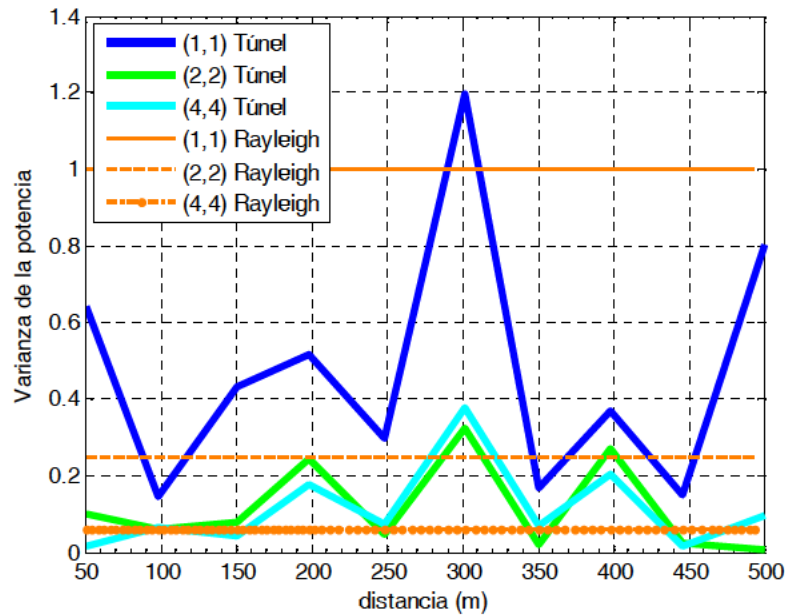


Figura 3.33: Varianza de la potencia recibida a 5 GHz. Caso Real.

En la Fig. 3.33 se observa que la varianza no tiene una tendencia clara con la distancia. Finalmente se observa que la varianza para la configuración 1x1, siempre es mayor que para las configuraciones MIMO por la misma razón que a 3 GHz. Además se observa que la varianza para las configuraciones 2x2 y 4x4 son muy similares.

Finalmente si se comparan las varianzas obtenidas a 3 GHz y a 5 GHz con las asociadas a un canal con distribución Rayleigh, se observa que las configuraciones 2x2 y 4x4 son comparables. Sin embargo, en la configuración 1x1 se obtiene una varianza media de 0.5, mientras que la obtenida en un canal con distribución Rayleigh es 1.

### 3.6.2 Resultados en función de la SNR y la distancia del enlace usando polarización vertical

En este apartado, y como se ha comentado, se parte de las matrices del canal 12x12 ya que fueron tomadas en el túnel de Francia con polarización vertical, pudiéndose comparar con el caso Simulado.

Además, las configuraciones de las antenas escogidas son las mismas que para el caso Simulado siendo estas la 1x1, la 2x2 y la 4x4. Para obtener dichas configuraciones las antenas fueron elegidas equidistantes y la distancia entre ellas se maximizó, para así disminuir la correlación entre ellas. Un pequeño matiz es que para el caso de 2 antenas se

eligió de la matriz 12x12 las posiciones 1 y la 10, para que la distancia entre las antenas más alejadas coincidiera con la del caso de 4 antenas que se eligieron las posiciones 1-4-7-10, tanto en transmisión como en recepción. Además, se han promediado todas las configuraciones posibles manteniendo la separación entre las antenas constante. Para ello, para obtener la BER con la configuración MIMO 2x2 se han promediado las posiciones 1-10, 2-11 y la 3-12, tanto en transmisión como en recepción, promediando en total por tanto, nueve combinaciones. De la misma forma se ha realizado dicho promedio con la configuración MIMO 4x4 eligiendo las posiciones 1-4-7-10, 2-5-8-11 y 3-6-9-12 tanto en transmisión como en recepción.

A continuación se detallan los resultados de la BER obtenidos utilizando, por un lado, como algoritmo de transmisión el VBLAST y, por otro lado, los códigos OSTBC/QSTBC en el túnel real. Finalmente, se realiza una comparativa entre los resultados obtenidos utilizando ambos algoritmos. En ambos casos, la BER se indica en función de la banda de frecuencia y de la longitud del enlace, variándola desde 50 m a 500 m.

Es importante remarcar que en el caso Real ya no se analizan los casos puntuales para 50 m, 250 m y 500 m, tal y como se ha realizado en el caso Simulado. Ello es debido a que tras el primer análisis estadístico por posiciones llevado a cabo en el caso Simulado, en este apartado directamente se estudian los valores medios en cada distancia. Lo importante es estudiar el comportamiento de la BER en función de la distancia entre el transmisor y el receptor en el túnel real, y comparar estos valores con los obtenidos en el estudio teórico (caso Simulado) y con los obtenidos en un canal con una distribución Rayleigh.

### **3.6.2.1 Comportamiento del VBLAST**

En este apartado se muestran los resultados obtenidos de la BER en función de la distancia del enlace (50 m – 500 m) utilizando el algoritmo VBLAST. Dichos resultados se muestran para una SNR fija igual a 10 dB y, además, para las bandas de 3 GHz y 5 GHz.

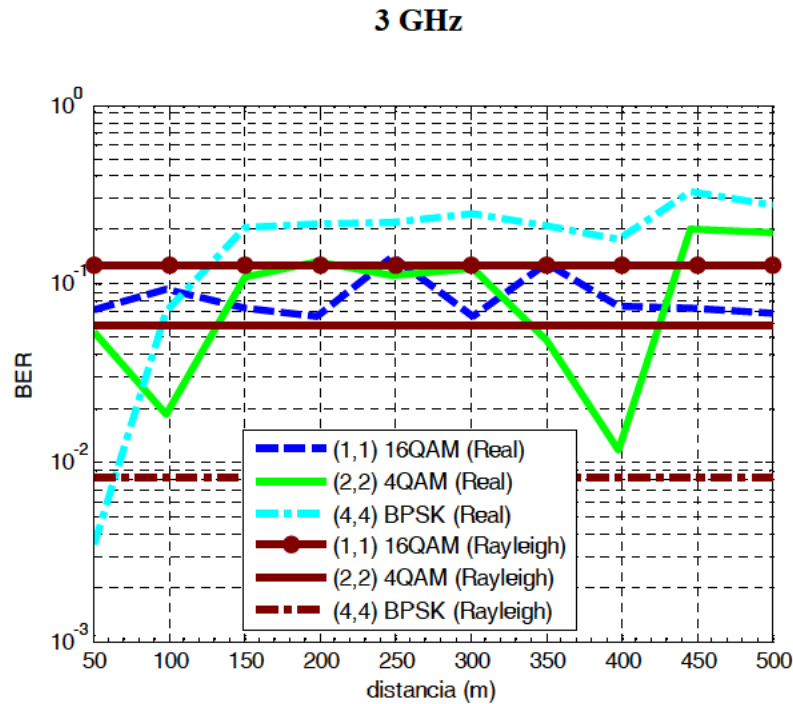


Figura 3.34: BER-distancia VBLAST (Real - Rayleigh) (SNR = 10dB – 3 GHz)

En la Fig. 3.34 se observa el comportamiento de la BER a 3 GHz, pudiéndose remarcar que en el caso Real y para distancias cortas entre 50 m – 120 m, la configuración menos eficiente es la SISO. Mientras que para distancias mayores de 140 m la configuración menos eficiente pasa a ser la 4x4, ya que la BER obtenida con dicha configuración es creciente con la distancia llegando a alcanzar un valor de 0.3 a 500 m. Respecto la configuración SISO se aprecia que la BER obtenida es prácticamente constante con la distancia e igual a 0.09. Finalmente, se observa que la configuración 4x4 es la más eficiente hasta 80 m, mientras que la configuración 2x2 es la más eficiente en algunos rangos de distancias como son entre 80 m y 140 m y entre 320 m y 430 m.

Si se comparan los resultados de la BER obtenidos para el caso Real con los obtenidos en el caso Rayleigh, se observa que la BER media obtenida en las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 en el caso Real es 0.085, 0.099 y 0.194, respectivamente, mientras que en el caso Rayleigh es 0.126, 0.058 y 0.008, respectivamente. Por tanto, la BER obtenida en el caso Real con la configuración 4x4 es la que más dista con la obtenida en el caso Rayleigh.

## 5 GHz

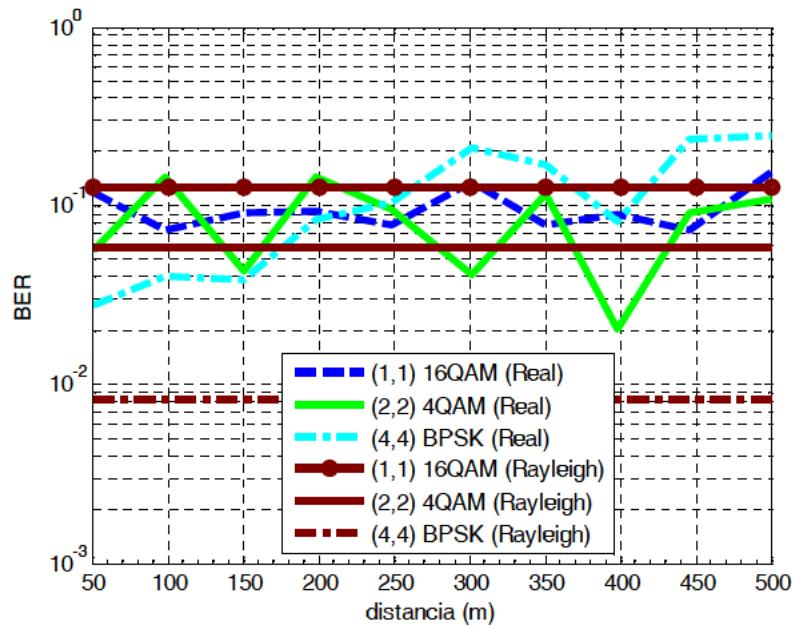


Figura 3.35: BER-distancia VBLAST (Real - Rayleigh) (SNR = 10dB – 5 GHz)

En la Fig. 3.35 se observa el comportamiento de la BER a 5 GHz, pudiéndose remarcar que en el caso Real hasta 200 m la configuración más eficiente es la 4x4. Sin embargo para distancias mayores a la indicada, la configuración 4x4 pasa a ser la menos eficiente, ya que la BER obtenida con dicha configuración es en media una función creciente con la distancia, llegando a alcanzar un valor de 0.25 a 500 m. Respecto a la configuración SISO, se aprecia que la BER obtenida es prácticamente constante con la distancia e igual a 0.09. Finalmente, se observa que utilizando la configuración 4x4 sí que se observa una tendencia creciente de la BER en función de la distancia. Sin embargo, utilizando la configuración 2x2 la tendencia es, a pesar de las oscilaciones que se observan, bastante constante con la distancia obteniendo un valor de la BER media igual a 0.08 siendo, por tanto, muy similar a la obtenida con la configuración SISO.

Si se compara el caso Real con el Rayleigh se puede observar que al igual que ocurría en la Fig. 3.34 para la banda de 3 GHz, los resultados obtenidos con la configuración 4x4 son los que más distan del caso Rayleigh debido a que el *Condition Number* y/o a la correlación toman valores muy diferentes en ambos casos (Ver Tabla 3.9 y Tabla 3.2).

En la Tabla 3.9 se resumen los resultados obtenidos para ambas bandas de frecuencias para el caso Real y, tanto para la zona cercana al transmisor (50 m – 150 m),

como para la zona lejana (400 m – 500 m). Además, en la tabla se reflejan los parámetros asociados a la matriz del canal radio para poder comprobar, una vez más, que en el caso de utilizar el algoritmo VBLAST el comportamiento de la BER depende del *Condition Number* y/o la correlación generalmente. Se indica la varianza de la potencia (var.), el *Condition Number* (C.N) y la correlación media en recepción ( $\rho_{rx}$ ).

<b>Caso Real</b>						
<b>Zona cercana (50 m – 150 m)</b>						
	<b>1x1</b>		<b>2x2</b>		<b>4x4</b>	
	<b>3 Ghz</b>	<b>5 Ghz</b>	<b>3 Ghz</b>	<b>5 Ghz</b>	<b>3 Ghz</b>	<b>5 Ghz</b>
<b>BER</b>	0.079	0.094	0.060	0.081	0.093	0.035
<b>Var.</b>	0.23	0.40	0.10	0.08	0.02	0.04
<b>C.N</b>	--	--	4.81	7.86	104.85	17.85
<b><math>\rho_{rx}</math></b>	--	--	0.50	0.67	0.63	0.61
<b>Zona lejana (400 m – 500 m)</b>						
	<b>1x1</b>		<b>2x2</b>		<b>4x4</b>	
	<b>3 Ghz</b>	<b>5 Ghz</b>	<b>3 Ghz</b>	<b>5 Ghz</b>	<b>3 Ghz</b>	<b>5 Ghz</b>
<b>BER</b>	0.072	0.105	0.134	0.073	0.258	0.188
<b>Var.</b>	0.15	0.44	0.06	0.10	0.09	0.10
<b>C.N</b>	--	--	14.84	5.92	191.41	123.84
<b><math>\rho_{rx}</math></b>	--	--	0.63	0.59	0.80	0.75

Tabla 3.9: Resumen del caso Real utilizando VBLAST (SNR=10 dB)

En la Tabla 3.9, se puede observar que la BER en el caso MIMO está condicionada por el *Condition Number* y/o la correlación, viendo que en general para un *Condition Number* y/o correlación elevado/a se tiene una BER mayor. Además, se observa que para la configuración 4x4 a distancias mayores peores resultados, mientras que para la configuración 2x2 no se observa dicha tendencia ya que a 5 GHz presenta en la zona lejana una BER igual a 0.073 y en la zona cercana una BER igual a 0.081. También se observa que utilizando MIMO lejos del transmisor, al incrementar la frecuencia, la BER es menor. Esto es debido a que al aumentar la frecuencia el número de modos efectivos que se transmiten por el túnel se incrementan, siendo el número de canales independientes



mayor [Mol08a] y, por ello, el *Condition Number* y la correlación menor. Por ejemplo, se observa que para la configuración 2x2 en la zona lejana a 3 GHz, se obtiene una BER igual a 0.134, mientras que para 5 GHz la BER es de 0.073.

### 3.6.2.2 Comportamiento de los STBC

En este apartado se muestran los resultados obtenidos de la BER en función de la distancia del enlace (50 m – 500 m) utilizando los códigos OSTBC/QSTBC. Dichos resultados se muestran para una SNR fija igual a 10 dB y, además, para las bandas de 3 GHz y 5 GHz.

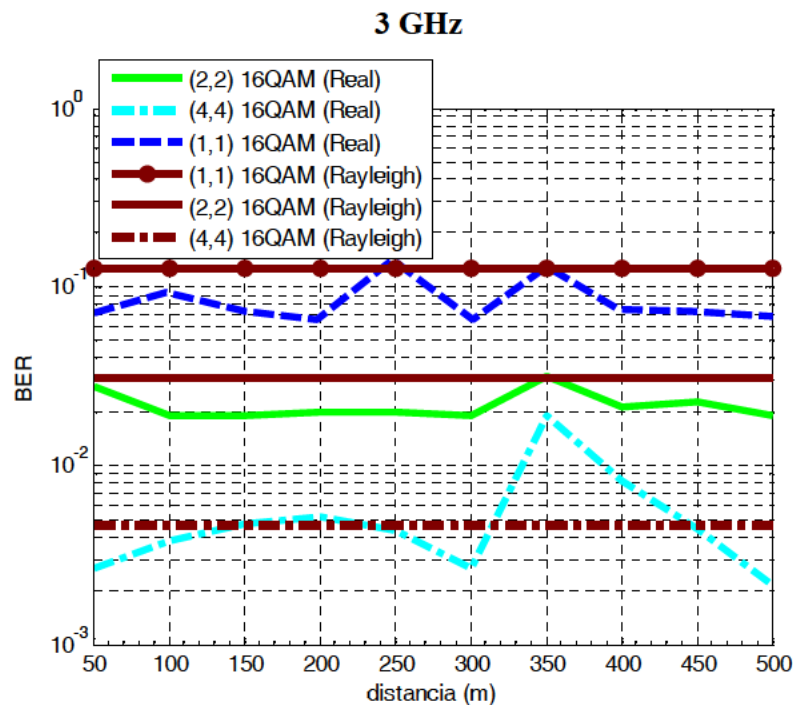


Figura 3.36: BER-distancia utilizando STBC (Real - Rayleigh) (SNR = 10dB – 3 GHz)

En la Fig. 3.36 se observa el comportamiento de la BER a 3 GHz, pudiéndose remarcar que en el caso Real la BER no oscila mucho con la distancia, sobre todo en el caso de la configuración 1x1 y 2x2. Así pues, el valor medio de la BER para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 es 0.085, 0.021 y 0.005, respectivamente, mientras que en el caso Rayleigh la BER para dichas configuraciones es 0.12, 0.03 y 0.004, respectivamente. Por tanto, se observa que la BER media obtenida en el caso Real para la configuración 4x4 es prácticamente igual a la obtenida en el caso Rayleigh, mientras que la obtenida en las configuraciones 1x1 y 2x2 dista de la obtenida en el caso Rayleigh

cuyos valores son 0.03 y 0.009, respectivamente. Además, para las configuraciones 1x1 y 2x2 las variaciones que se observan van enlazadas a la varianza de la potencia que presentan las matrices del canal asociadas a cada una de las distancias. Mientras que, para la configuración 4x4 las oscilaciones de la BER, por tratarse de códigos casi-ortogonales, pueden ir vinculadas tanto a la varianza de la potencia como al *Condition Number* y/o correlación, tal y como se ha ido comentando a lo largo del presente capítulo. Por ejemplo, viendo la Fig. 3.36 se observa que a 350 m la BER aumenta en las tres configuraciones, para explicar dicho comportamiento en la Tabla 3.10 se indican los parámetros asociados a las matrices del canal para dicha distancia y para 500 m:

	Caso simulado						Caso Rayleigh		
Conf.	1x1		2x2		4x4		1x1	2x2	4x4
Dist. (m)	350	500	350	500	350	500			
Var.	0.7	0.08	0.22	0.05	0.28	0.04	1.00	0.25	0.06
C.N	--	--	3.73	16.92	76.02	134.63	--	4.43	10.84
$\rho_{rx}$	--	--	0.67	0.72	0.81	0.88	--	0.52	0.40

Tabla 3.10: Parámetros del canal del caso Real para 350 m y 500 m - 3 GHz

Por tanto, viendo las características del canal reflejadas en la Tabla 3.10 para las distancias de 350 m y 500 m, se explica el comportamiento de la BER para cada una de las configuraciones y para dichas distancias. Así pues, se observa que para el caso Real y para las configuraciones 1x1 y 2x2, la varianza de la potencia a 350 m es muy similar a la del caso Rayleigh. Por ello, en la Fig. 3.36 los valores de la BER a dicha distancia para la configuración 1x1 y 2x2 coinciden prácticamente con los obtenidos en el caso Rayleigh. Sin embargo, para dicha distancia y para la configuración 4x4 la varianza de la potencia, el *Condition Number* y la correlación son mayores que en el caso Rayleigh y, por ello, en la Fig. 3.36 se observa que la BER es mayor en el caso Real.

Además, en la Tabla 3.10 se observan también las características del canal para una distancia de 500 m, y se puede apreciar que los valores de la varianza de la potencia son mucho menores respecto a los obtenidos a 350 m y, por ello, en la Fig. 3.36 se observa dicha mejora de la BER en las tres configuraciones. Sin embargo, se observa que para la configuración 4x4 el *Condition Number* y la correlación son mayores que a 350 m pero, la



mejora por la varianza de la potencia enmascara la pérdida de eficiencia provocada por el aumento del *Condition Number* y/o la correlación.

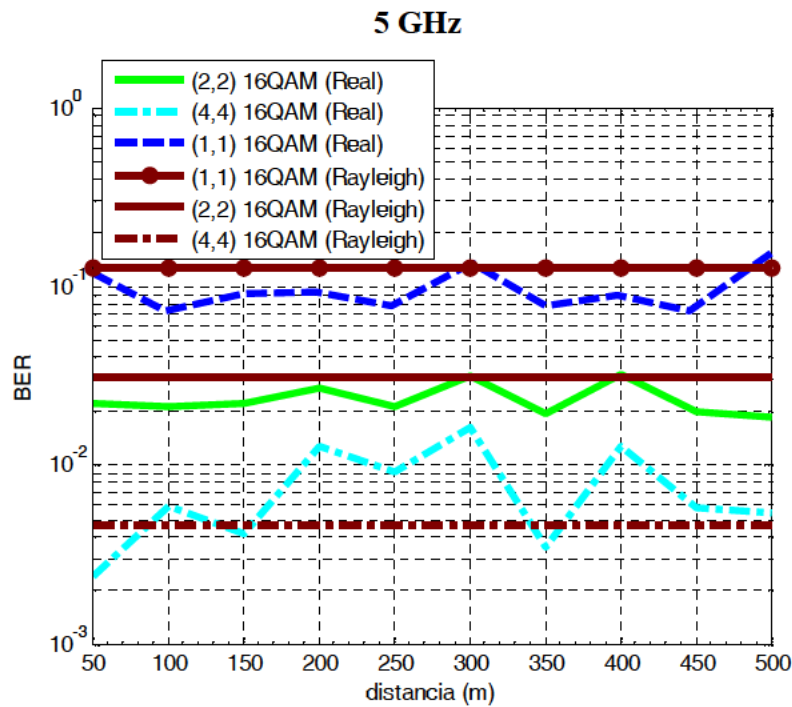


Figura 3.37: BER-distancia utilizando STBC (Real - Rayleigh) (SNR = 10dB – 5 GHz)

En la Fig. 3.37 se observa el comportamiento de la BER a 5 GHz, pudiéndose remarcar que en el caso Real la BER oscila poco con la distancia, obteniendo un valor medio para la configuración 1x1, 2x2 y 4x4 de 0.098, 0.023 y 0.007, respectivamente. Mientras que en el caso Rayleigh la BER para dichas configuraciones es 0.12, 0.03 y 0.004, respectivamente. Por tanto, tal y como pasaba en la banda de 3 GHz, para el caso Real el comportamiento de la BER en media es similar al del caso Rayleigh. Por ello, tal y como ocurre en el caso Rayleigh, es mejor utilizar configuraciones MIMO que SISO, siendo la más eficiente la 4x4.

Finalmente comparando las Figs. 3.36 y 3.37, se observan las diferencias entre transmitir a 3 GHz y transmitir a 5 GHz. Así pues se observa que utilizando la configuración 1x1 no se aprecian diferencias importantes, mientras que utilizando las configuraciones 2x2 y 4x4, se observa que a 5 GHz la BER media para ambas configuraciones es 0.023 y 0.007, respectivamente. Sin embargo, a 3 GHz la BER media obtenida para dichas configuraciones es 0.021 y 0.005, respectivamente, concluyendo que para las configuraciones MIMO se obtiene una BER menor a frecuencias menores.

### 3.6.2.3 Comparativa entre los VBLAST y los STBC

En esta sección se comparan los resultados obtenidos de la BER en función de la distancia para una  $\text{SNR} = 10 \text{ dB}$  y utilizando el algoritmo VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC para las bandas de 3 GHz y de 5 GHz.

Se puede concluir observando la Fig. 3.38 y la Fig. 3.39, que partiendo de una velocidad de transmisión constante y dada una configuración MIMO, siempre es mejor utilizar los códigos OSTBC/QSTBC que VBLAST. Además, se observa que con los códigos OSTBC/QSTBC siempre es mejor utilizar MIMO que SISO, mientras que utilizando el algoritmo VBLAST dependiendo de la frecuencia y la distancia al transmisor, será en unos casos mejor usar SISO y en otros casos mejor usar configuraciones MIMO.

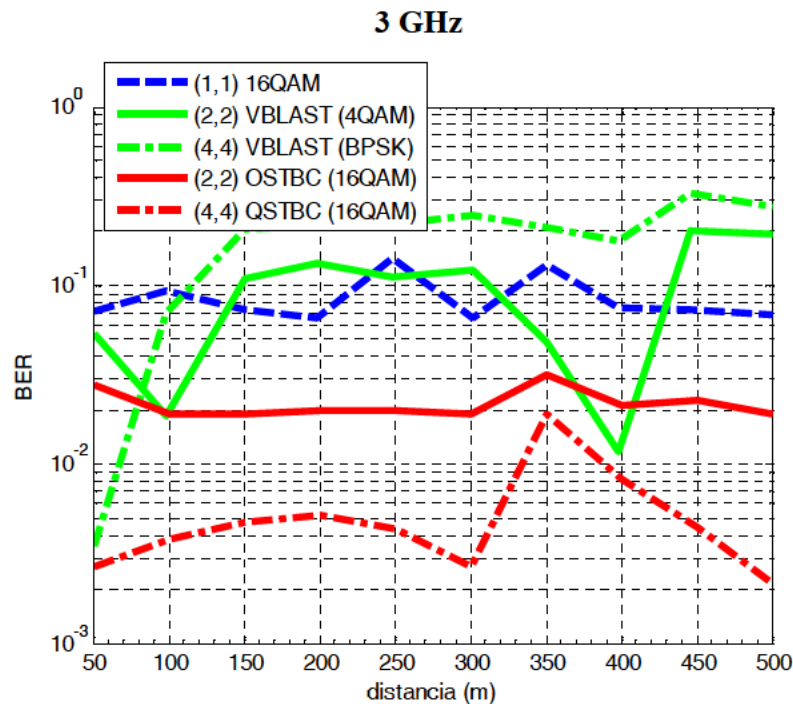


Figura 3.38: Comparativa VBLAST-STBC caso Real ( $\text{SNR}=10 \text{ dB}$  - 3 GHz)

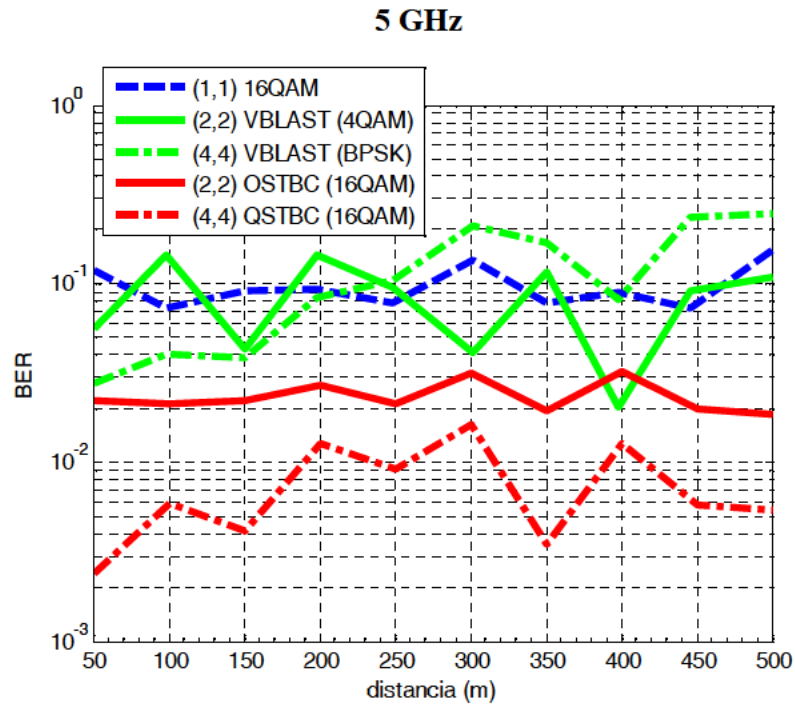


Figura 3.39: Comparativa VBLAST-STBC caso Real (SNR=10 dB-5 GHz)

	3 GHz			
	2x2		4x4	
	VBLAST	OSTBC	VBLAST	QSTBC
Zona cercana (50 m – 150 m)				
BER	0.060	0.022	0.093	0.003
Var.	0.10		0.02	
C.N	4.81		104.85	
$\rho_{rx}$	0.50		0.63	
Zona lejana (400 m – 500 m)				
BER	0.134	0.021	0.258	0.004
Var.	0.06		0.09	
C.N	14.84		191.41	
$\rho_{rx}$	0.63		0.80	

Tabla 3.11: Resumen caso Real VBLAST- STBC (SNR = 10 dB, 3 GHz)

En las Tablas 3.11 y 3.12 se resumen los resultados para las configuraciones MIMO de las Figs. 3.38 y 3.39, respectivamente. En dichas tablas se indican los resultados en la zona cercana (50 m – 150 m) y en la zona lejana (400 m – 500 m) al transmisor para

analizar más detalladamente las diferencias entre los algoritmos comparados. En las tablas se indica la BER, la varianza de la potencia (var.), el *Condition Number* (C.N) y la correlación media en recepción ( $\rho_{rx}$ ).

	5 GHz			
	2x2		4x4	
	VBLAST	OSTBC	VBLAST	QSTBC
Zona cercana (50 m – 150 m)				
BER	0.081	0.021	0.035	0.004
Var.	0.08		0.04	
C.N	7.86		17.85	
$\rho_{rx}$	0.67		0.61	
Zona lejana (400 m – 500 m)				
BER	0.073	0.023	0.188	0.008
Var.	0.10		0.10	
C.N	5.92		123.84	
$\rho_{rx}$	0.59		0.75	

Tabla 3.12: Resumen caso Real VBLAST- STBC (SNR = 10 dB, 5 GHz)

Si se observan las Tablas 3.11 y 3.12 se aprecia que la BER obtenida utilizando los códigos OSTBC/QSTBC es prácticamente independiente de la frecuencia, mientras que como ya se ha comentado, utilizando el algoritmo VBLAST el comportamiento de la BER depende de la frecuencia como se puede observar. Por ejemplo, lejos del transmisor se aprecia que la BER obtenida con las configuraciones 2x2 y 4x4 a 3 GHz (ver Tabla 3.11) y utilizando VBLAST es 0.134 y 0.258, respectivamente, mientras que a 5 GHz (ver Tabla 3.12) la BER tiene un valor de 0.073 y 0.188 para cada una de las configuraciones, respectivamente. Sin embargo, en el caso de OSTBC/QSTBC el valor que toma a 3 GHz es 0.021 y 0.004 para la configuración 2x2 y 4x4, respectivamente. Mientras que a 5 GHz la BER toma un valor para cada una de las configuraciones de 0.023 y 0.008, respectivamente, observándose esa independencia con la frecuencia.

Por otro lado también se observa en las Tablas 3.11 y 3.12, que en el caso de utilizar VBLAST la BER a distancias lejanas es menor a frecuencias mayores, ello es debido a que el *Condition Number* y/o la correlación es menor a frecuencias mayores. Sin

embargo utilizando los códigos OSTBC/QSTBC en zonas lejanas al transmisor, ocurre al contrario, se obtienen resultados mejores a 3 GHz que a 5 GHz, ya que en este caso el parámetro vinculante con el comportamiento de la BER es la varianza de la potencia, siendo esta menor a frecuencias menores. Por ejemplo, para la configuración 2x2 y utilizando VBLAST a 3 GHz se obtiene una BER igual a 0.134 (C.N = 14.84 y  $\rho_{rx} = 0.63$ ), mientras que a 5 GHz la BER vale 0.073 (C.N = 5.92 y  $\rho_{rx} = 0.59$ ).

Estas mismas afirmaciones no se pueden hacer en la zona cercana, ya que en la configuración 2x2 se aprecia que cuando se usa el algoritmo VBLAST se obtienen mejores resultados a 3 GHz.

### 3.6.2.4 Comparativa con los resultados obtenidos utilizando el trazador de rayos

A continuación se van a comparar los resultados obtenidos en el caso Simulado y en el caso Real. Dicha comparativa se realiza para una SNR = 10 dB y para 3 GHz y 5 GHz.

- Utilizando el algoritmo VBLAST

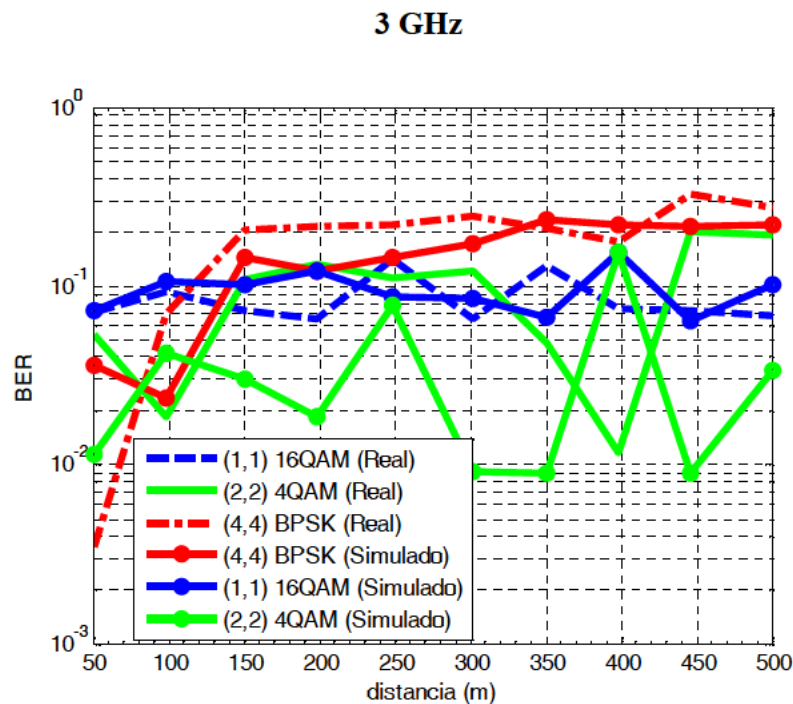


Figura 3.40: Comparativa caso Real - Simulado VBLAST (SNR=10 dB - 3 GHz)

Como se puede observar en la Fig. 3.40 los resultados obtenidos utilizando el algoritmo VBLAST para ambos casos (Simulado y Real) son muy similares en las configuraciones 1x1 y 4x4. Sin embargo, en la configuración 2x2 se observa una mayor diferencia entre ambos casos. Estas diferencias que se observan son debidas a las diferencias entre las características intrínsecas del canal para cada distancia y para cada caso, tal y como se ha ido indicando a lo largo del capítulo.

A continuación se indica en la Tabla 3.13 la BER media obtenida para cada una de las configuraciones y para cada caso:

<b>Configuración</b>	<b>1x1</b>	<b>2x2</b>	<b>4x4</b>
<b>BER media (Caso Simulado)</b>	0.096	0.039	0.153
<b>BER media (Caso Real)</b>	0.085	0.099	0.194
<b>Diferencia (% respecto el Caso Real)</b>	12%	60%	21%

Tabla 3.13: BER media VBLAST. Caso Simulado y Real (SNR=10 dB - 3 GHz)

Por tanto, se observa en la Tabla 3.13 que la diferencia para las configuraciones 1x1 y 4x4 es un 12% y un 21% respecto el caso Real, respectivamente, mientras que para la configuración 2x2 se observa una diferencia mayor e igual a un 60%. Hay que considerar que nunca se podrían obtener los mismos resultados por dos razones, primero porque el simulador de trazado de rayos simula un túnel rectangular, mientras que el túnel en el que se hizo la campaña de medidas en Francia (caso Real) es un túnel semicircular. Y segundo, porque en una simulación es imposible modelar todos los obstáculos e irregularidades del terreno. Por ejemplo, había una pequeña calzada en los lados del túnel que el simulador no la tiene en cuenta.

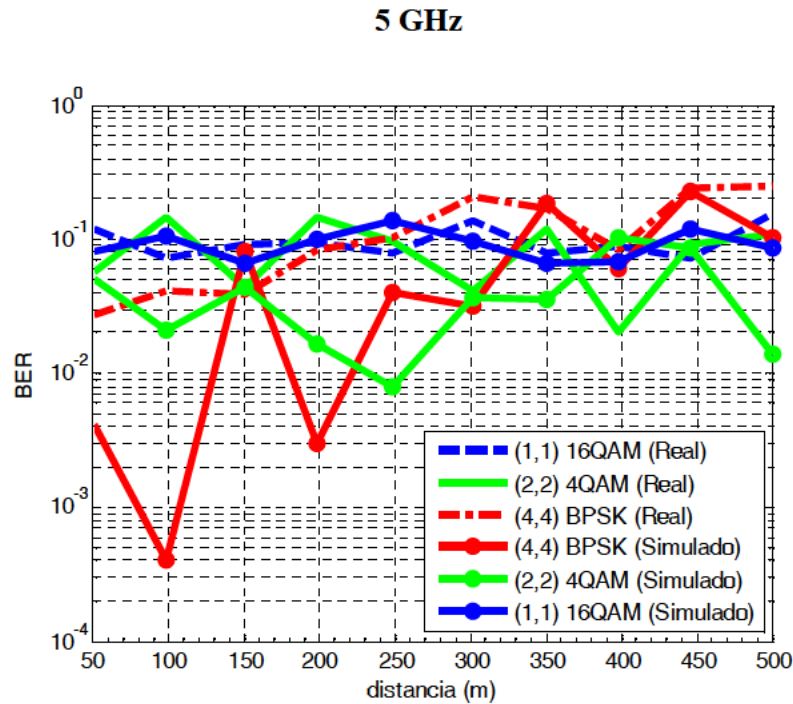


Figura 3.41: Comparativa caso Real - Simulado VBLAST (SNR=10 dB-5 GHz)

A continuación en la Tabla 3.14 se muestra la BER media que se obtiene a 5 GHz (Fig. 3.41), tanto para el caso Simulado como para el caso Real:

Configuración	1x1	2x2	4x4
BER media (Caso Simulado)	0.092	0.041	0.073
BER media (Caso Real)	0.098	0.086	0.123
Diferencia (% respecto el Caso Real)	6%	52%	40%

Tabla 3.14: BER media VBLAST. Caso Simulado y Real (SNR=10 dB - 5 GHz)

Por tanto, en la Tabla 3.14 se aprecia que la diferencia de la BER media obtenida para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 a 5 GHz es un 6%, un 52% y un 40%, respectivamente. Si ello, se compara con las diferencias obtenidas a 3 GHz (Tabla 3.13), cuyas diferencias para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 eran 12%, 60% y 21%,

respectivamente, se aprecia que para la configuración 4x4 a 5 GHz la diferencia entre el caso Simulado y el Real es mayor.

- **Utilizando los códigos OSTBC/QSTBC**

A continuación en la Tabla 3.15 se muestra la BER media que se obtiene en las Figs. 3.42 y 3.43, tanto para el caso Simulado como para el caso Real:

	<b>3 GHz</b>			<b>5 GHz</b>		
<b>Configuración</b>	<b>1x1</b>	<b>2x2</b>	<b>4x4</b>	<b>1x1</b>	<b>2x2</b>	<b>4x4</b>
<b>BER media (Caso Simulado)</b>	0.096	0.028	0.009	0.092	0.028	0.005
<b>BER media (Caso Real)</b>	0.085	0.021	0.005	0.098	0.023	0.007
<b>Diferencia (% respecto el Caso Simulado)</b>	12%	25%	44%	6%	21%	28%

Tabla 3.15: BER media STBC. Caso Simulado y Real (SNR=10 Db, 3 GHz y 5 GHz)

Por tanto en la Tabla 3.15 se comprueba que utilizando OSTBC/QSTBC, los resultados de la BER media obtenida para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 son prácticamente independientes de la frecuencia, tanto en el caso Simulado como en el caso Real. Además, se observa que la diferencia entre la BER obtenida para cada caso es despreciable. No obstante, como la BER obtenida para la configuración 4x4 es del orden de  $10^{-3}$ , una pequeña variación implica un porcentaje en la diferencia más elevado. Pero si las Figs. 3.42 y 3.43 se mostrasen en escala lineal se observaría que la diferencia es muy pequeña.

Por tanto, se confirma que los resultados obtenidos en el caso Simulado y el caso Real están en el mismo orden de magnitud cuando se usan códigos OSTBC/QSTBC.



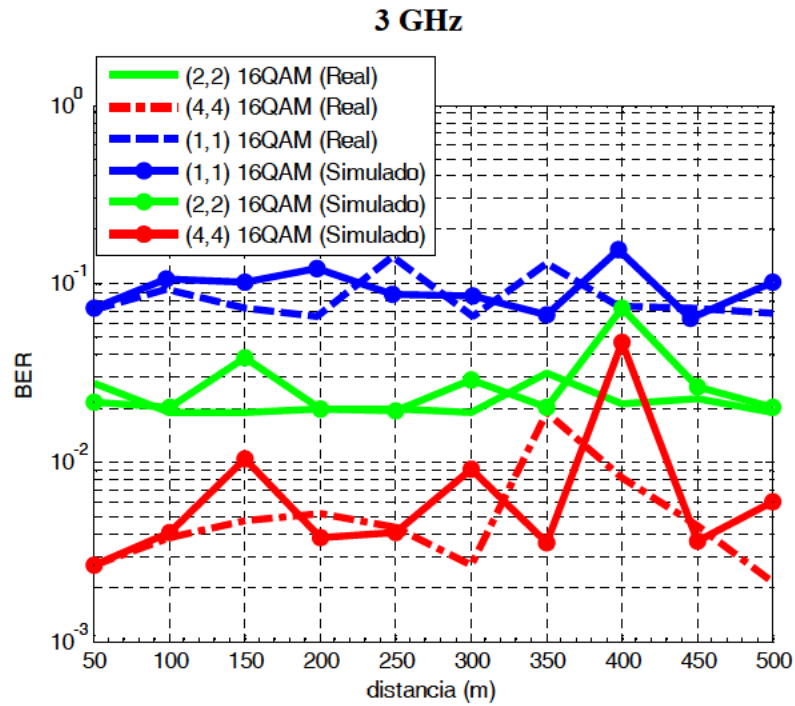


Figura 3.42: Comparativa caso Real - Simulado STBC (SNR = 10 dB - 3 GHz)

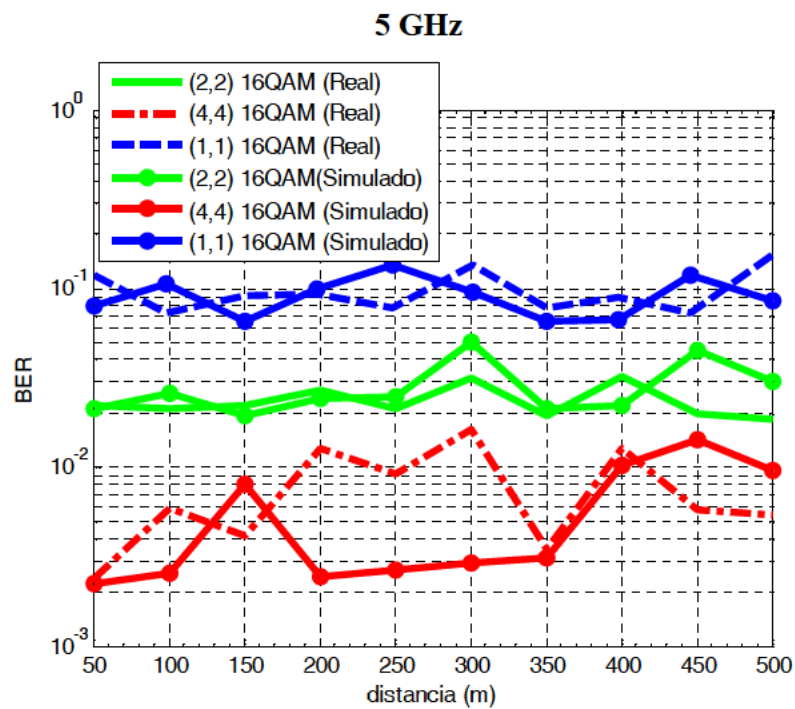


Figura 3.43: Comparativa caso Real - Simulado STBC (SNR = 10 dB - 5 GHz)

### 3.6.2.5 Conclusiones

Según los resultados obtenidos en el caso Real se concluye que utilizando OSTBC/QSTBC siempre es mejor MIMO que SISO, mientras que si se utiliza VBLAST cerca del transmisor será mejor MIMO pero lejos del transmisor será mejor SISO.

Además, utilizando VBLAST a medida que aumentamos el número de antenas se obtienen resultados peores, ya que la correlación aumenta. Mientras que con los códigos OSTBC/QSTBC a medida que aumenta el número de antenas los resultados son mejores debido a la diversidad espacial.

Por otro lado, mientras que utilizando OSTBC/QSTBC la BER no depende prácticamente ni de la distancia ni de la frecuencia (resultados muy similares a los obtenidos en el caso Rayleigh), cuando se utiliza VBLAST se ha comprobado que los resultados son muy variables en función de la distancia y la frecuencia, ya que dependen del comportamiento del *Condition Number* y/o la correlación.

Además, se ha comprobado que generalmente es mejor utilizar en un túnel los códigos OSTBC/QSTBC que el algoritmo VBLAST ya que se trata de un canal bastante correlado.

Finalmente se ha comprobado que los resultados obtenidos en el túnel real tienen el mismo orden de magnitud que los obtenidos en el túnel simulado cuando se utilizan los códigos OSTBC/QSTBC. Sin embargo, cuando se utiliza VBLAST no se puede decir que siempre sea así, ya que a 5 GHz y hasta una distancia de 250 m del transmisor, la BER media obtenida para la configuración 4x4 en el caso Simulado es 0.025, mientras que en el caso Real es 0.060, implicando una diferencia considerable. Ello es debido a que la correlación media en el caso Simulado es 0.46 y en el caso Real es 0.68, provocando un empeoramiento de la BER.

### 3.6.3 Estudio del efecto de la polarización

En este punto se analiza el comportamiento de la BER utilizando el algoritmo VBLAST y los códigos QSTBC, pero añadiendo una nueva variable que es la polarización.

Ya que se disponía de medidas tomadas en el túnel real utilizando polarización vertical y horizontal, tanto en transmisión como en recepción, se pensó que era interesante analizar los resultados obtenidos para distintas combinaciones de polarizaciones. Para ello se parte de las matrices del canal 8x8 tomadas en el túnel real para diferentes

polarizaciones durante una campaña de medidas descrita en el capítulo 2 en la sección 2.8. Remarcar que la distancia entre las antenas para tomar dichas matrices era de 3 cm.

Además, se estudian los resultados para un enlace MIMO 4x4 ya que es una configuración de las más investigadas hoy en día. Para obtener dicha configuración las antenas se han elegido equidistantes y la distancia entre ellas se ha maximizado, para así disminuir la correlación entre ellas. Para ello, partiendo de la matriz 8x8 cuya distancia máxima entre elementos era 21 cm, se han elegido dos combinaciones de antenas para promediarlas y conseguir un estudio estadístico más exacto. Dichas combinaciones son la 1-3-5-7 y la 2-4-6-8, tanto en transmisión como en recepción, consiguiendo hasta 4 combinaciones en total.

A continuación se describe cada una de las combinaciones de polarizaciones que a lo largo de este apartado se irán comparando:

- Vertical-Vertical (VV): todos los elementos tanto en transmisión como en recepción están polarizados en vertical.
- Vertical-Horizontal Vertical-Horizontal (VH VH): tanto en transmisión como en recepción el primer y el tercer elemento están polarizados en vertical, mientras que el segundo y el cuarto están polarizados en horizontal.
- Dual: tanto los elementos en transmisión como en recepción están polarizados dualmente. Para ello, en la práctica se ha utilizado en la misma posición una antena en vertical y, además, una en horizontal.

Como resumen en la Fig. 3.44 se pueden observar dichas combinaciones.

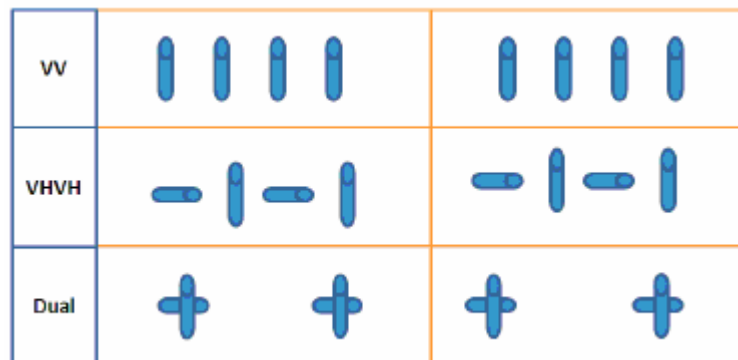


Figura 3.44: Configuraciones VV, VH VH y DUAL

Para las configuraciones VV y VHVH, el espaciado entre antenas es igual a 6 cm, mientras que para la configuración DUAL el espaciado entre elementos es de 18 cm (la antena 1 y 2 están situadas en el mismo punto y la antena 3 y 4 están situadas a 18 cm), siendo esa la longitud total del array de antenas elegido. Las configuraciones VHVH y DUAL han sido elegidas para disminuir la correlación entre antenas y para aumentar la diversidad del canal radio. Remarcar que en este estudio no se han comparado los resultados con el trazador de rayos, ya que el simulador de trazado de rayos no considera la despolarización de las ondas y, por tanto, no se puede estudiar ni la configuración DUAL ni la VHVH.

Es importante indicar que la metodología para obtener la BER es la misma que en las secciones anteriores. Por tanto se continúa barriendo las distancias entre 50 m y 500 m y, en esta sección, los resultados se han obtenido para la banda de 3 GHz, promediando 51 frecuencias cubriendo una banda de 70 MHz para tener suficientes muestras estadísticas y porque el ancho de banda de coherencia a 0.9 es mayor que los 70 MHz elegidos. Comentar que estudios previos han demostrado que aunque el desvanecimiento sea dependiente de la frecuencia las propiedades estadísticas del canal son casi las mismas si la banda de frecuencias considerada es pequeña [Mol09c].

Además, en este apartado también se calcula la *Complementary Cumulative Distribution Function* (CCDF) de la BER para cada una de dichas configuraciones.

Un parámetro muy importante en la caracterización del canal es la correlación que existe entre las antenas (ver capítulo 2, sección 2.2.2), por ello, es interesante estudiar su relación con el comportamiento de la BER.

En la Fig. 3.45 se muestra la correlación que existe entre las antenas 1 y 2 en recepción para cada una de las polarizaciones estudiadas.

Es importante remarcar que en el caso de VV y VHVH las antenas 1 y 2 están en puntos distintos y separadas 6 cm, mientras que en la polarización DUAL, están situadas en el mismo punto pero con polarizaciones cruzadas. Comentar también que se ha optado por la correlación en recepción, ya que la correlación en transmisión es muy similar y, además, por la correlación entre las antenas 1 y 2 por ser las más cercanas, implicando una correlación mayor.

En la Fig. 3.45 se observa que a 50 m la correlación es pequeña del orden de 0.45 para las tres configuraciones. Ello es debido, según la teoría modal, a que cerca del transmisor un número elevado de modos electromagnéticos contribuyen en la potencia total recibida. Para las configuraciones VHVH y DUAL, es importante darse cuenta que,

la correlación entre el elemento 1 y 2 equivale a la correlación entre un elemento vertical y otro horizontal. Si se observa la gráfica, se ve que en el caso VHVH y DUAL, más o menos, la correlación media es constante con la distancia debido a que las ondas se mantienen fuertemente polarizadas a lo largo del túnel. Mientras que para el caso VV la correlación media se incrementa con la distancia, alcanzando un valor de 0.9 a 500 m del transmisor. Ello es debido a que los modos electromagnéticos de orden superior son muy atenuados a lo largo del túnel, disminuyendo así el grado de diversidad o lo que es lo mismo, contribuyendo menos modos en la potencia total recibida.

Finalmente, la Fig. 3.45 muestra que la correlación para la polarización VV es mayor que para las polarizaciones DUAL y VHVH. En los apartados siguientes se analizará si este hecho influye en los resultados de la BER o no.

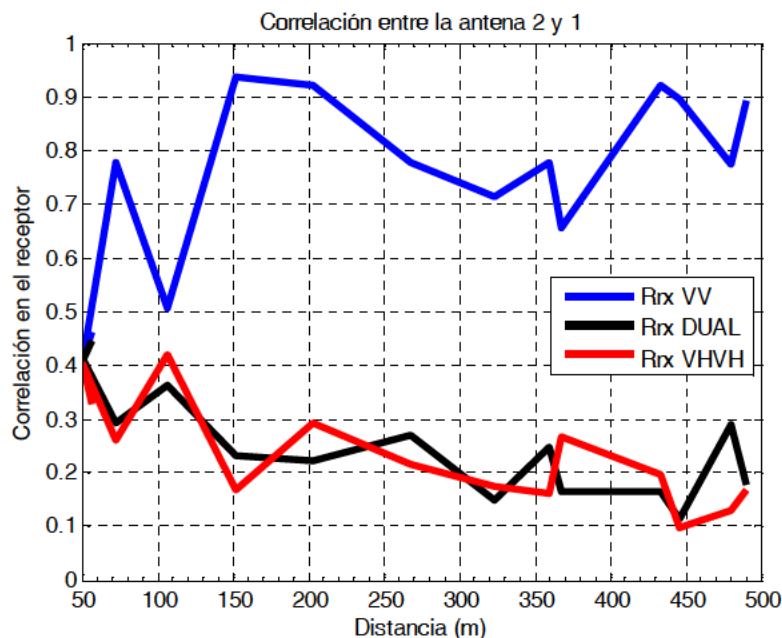


Figura 3.45: Correlación en recepción antenas 1 y 2. Configuraciones VV, DUAL y VHVH

### 3.6.3.1 Caso 1: Potencia transmitida constante

En este caso se asume una potencia transmitida constante y, por tanto, una potencia recibida o SNR variable. Así pues, se ha fijado una potencia tal que, a 500 metros del transmisor y para la polarización VV, la SNR sea igual a 10 dB. Al fijar la SNR se está fijando el ruido, ya que se considera el mismo para todas las distancias y configuraciones.

Por tanto, una vez conocido el ruido que se tiene que considerar y la potencia recibida que se obtiene a partir de la matriz del canal radio, ya se puede calcular la SNR que se tiene para cada distancia y configuración.

A continuación, se indica la SNR obtenida en función de la distancia y para cada una de las polarizaciones.

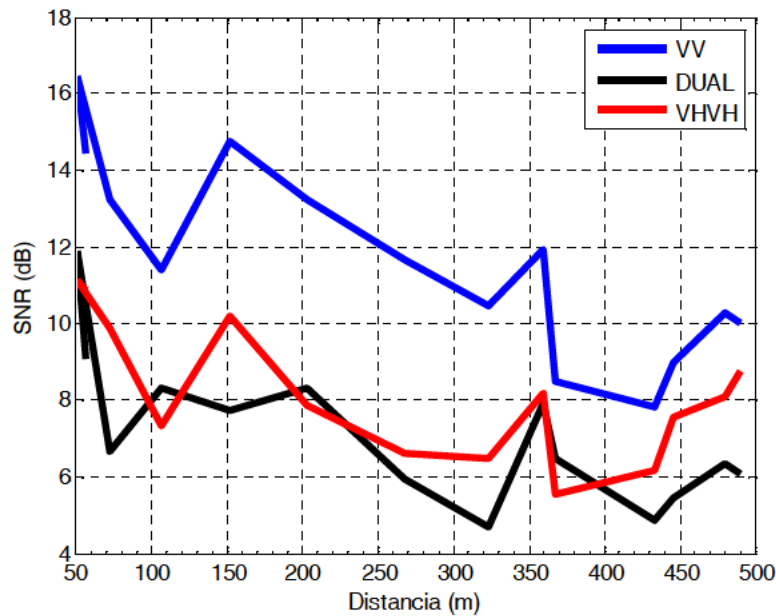


Figura 3.46: SNR - distancia para las configuraciones VV, DUAL y VHVH

En la Fig. 3.46 se observa que la SNR es decreciente con la distancia, pero lo más importante es que la potencia media recibida es 3 dB o 4 dB mayor para el caso co-polarizado (VV) que para el caso cross-polarizado (VHVH- DUAL). Esto significa que las ondas continúan fuertemente polarizadas con la distancia en los túneles semicirculares [Mol09a]. Además, esa caída de unos 3 dB es debida a que la mitad de los elementos de la matriz MIMO están co-polarizados y la otra mitad están cross-polarizados.

### **BER: MIMO**

A continuación, las Figs. 3.47 y 3.48 muestran la BER respecto la distancia para los esquemas 4x4-VBLAST y 4x4-QSTBC, respectivamente.

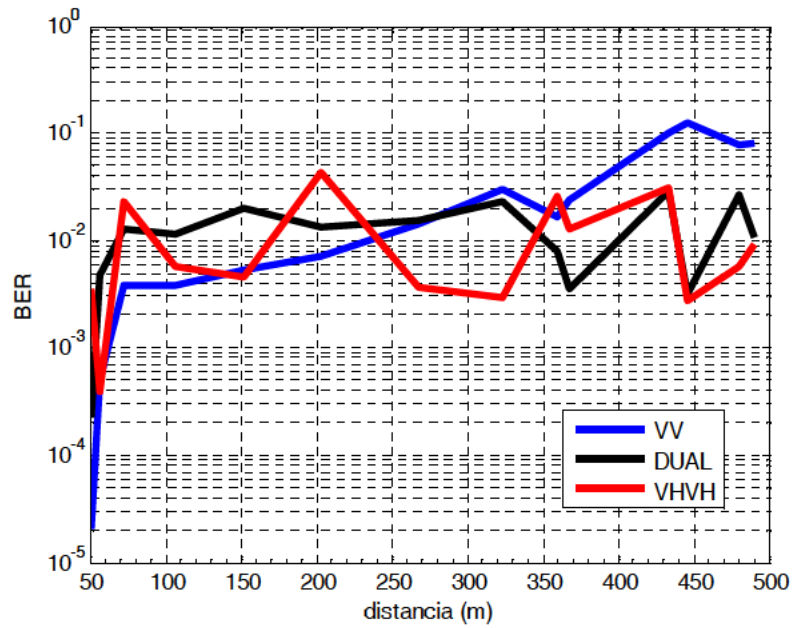


Figura 3.47: BER media usando VBLAST con SNR variable (VV, DUAL y VHVH)

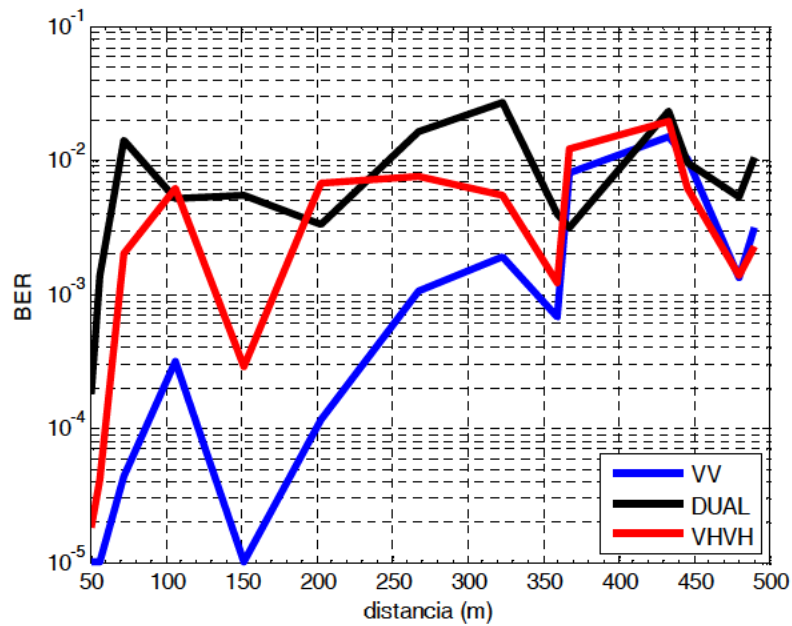


Figura 3.48: BER media utilizando QSTBC con SNR variable. (VV, DUAL y VHVH)

A continuación, en la Tabla 3.16 se resume el valor medio de la BER para cada una de las polarizaciones, y para cada uno de los algoritmos utilizados. Además se incluye la SNR y el coeficiente de correlación entre las antenas 1 y 2 en recepción. Todo ello, se ha

clasificado respecto la zona cercana (50 m – 150 m) y la zona lejana (400 m – 500 m) del transmisor:

<b>Distancia</b>	<b>Polarización</b>	<b>SNR (dB)</b>	<b><math>\rho_{12}</math></b>	<b>BER (VBLAST)</b>	<b>BER (QSTBC)</b>
<b>50 m - 150 m</b>	<b>VV</b>	14	0.61	0.002	0.000
	<b>Dual</b>	8.7	0.34	0.009	0.005
	<b>VHVH</b>	9.8	0.31	0.007	0.001
<b>400 m – 500 m</b>	<b>VV</b>	9.3	0.87	0.096	0.007
	<b>Dual</b>	5.7	0.18	0.017	0.012
	<b>VHVH</b>	7.6	0.14	0.012	0.007

Tabla 3.16: BER, SNR y correlación según la polarización en zona cercana y lejana.

En la Tabla 3.16, se observa que para VV el valor de  $\rho_{12}$  es del orden de 0.6, mientras que para DUAL y VHVH este coeficiente es mucho menor, ya que en dichos casos las polarizaciones entre los elementos 1 y 2 son perpendiculares. Estos valores tan pequeños de la correlación pueden ser explicados desde un punto de vista electromagnético, debido al elevado número de modos de orden superior propagándose por el túnel, aumentando el grado de diversidad. Respecto a la SNR, se observa que cerca del transmisor la SNR media para VV es 5 dB y 4 dB mayor que para el caso DUAL y VHVH, respectivamente. Mientras que lejos del transmisor se observa que dicha diferencia de SNR pasa a ser de unos 3.5 dB y unos 2 dB, respectivamente. Por tanto, se observa que con la distancia no varía mucho la SNR, debido a que las ondas continúan fuertemente polarizadas. Además, el hecho de que la SNR en las configuraciones cross-polarizadas sea menor, es debido a que la potencia recibida para las ondas polarizadas en horizontal es menor que para las polarizadas en vertical, para este rango de distancias y la banda de frecuencias considerada [Mol09a].

En la Fig. 3.47 se puede observar que la BER obtenida utilizando VBLAST para las polarizaciones DUAL y VHVH es muy similar. También se observa que la polarización VV cerca del transmisor es mejor que las otras polarizaciones, pero lejos del transmisor empeora respecto las configuraciones cross-polarizadas. Ello es debido, como se observa en la Tabla 3.16, al incremento de la correlación que pasa de 0.61 en la zona cercana a 0.87 en la zona lejana (a partir de 0.7 se supone que el canal está muy correlado



[Shi00]). Por tanto, se observa la dependencia que tiene el algoritmo VBLAST con la correlación entre las antenas. Dicha dependencia se observa ya que si estuviese influenciado principalmente por la potencia recibida y/o la SNR, la BER obtenida usando la polarización VV debería ser muy inferior a la obtenida con las otras polarizaciones, ya que observando la Tabla 3.16 se aprecia que la polarización VV siempre tiene mayor SNR.

En la Fig. 3.48 se observa que cuando se utilizan los códigos QSTBC se obtienen mejores resultados utilizando la polarización VV. Ello es debido a que con este algoritmo la SNR influye mucho en el comportamiento de la BER, llegando a enmascarar cualquier mejora provocada por una correlación menor. Por ejemplo, si se observa la Tabla 3.16, se aprecia que cuando se utiliza QSTBC y la polarización VHVH o DUAL, aunque la correlación sea menor que en el caso de VV, la BER es mayor. Ello es debido a que le afecta más la SNR que la correlación por el hecho de ser un algoritmo que utiliza una codificación casi-ortogonal y, por tanto, es un algoritmo que le afectan menos los desvanecimientos del canal.

Finalmente, viendo la Tabla 3.16 se demuestra que en cuestión de calidad y manteniendo una velocidad de transmisión constante, es mejor utilizar QSTBC que VBLAST en un entorno tipo túnel.

### **BER: MIMO vs SISO (estudio con las CCDF's)**

En este apartado se realiza una comparativa entre los resultados obtenidos utilizando la configuración MIMO 4x4 y la configuración SISO.

Para realizar dicha comparativa se utilizan las polarizaciones VV y DUAL, ya que anteriormente ha quedado demostrado que con DUAL y VHVH se obtienen resultados muy similares. Para ello, se han calculado las CCDF's distinguiendo entre zona cercana (50 m – 150 m) y zona lejana (400 m – 500 m) al transmisor.

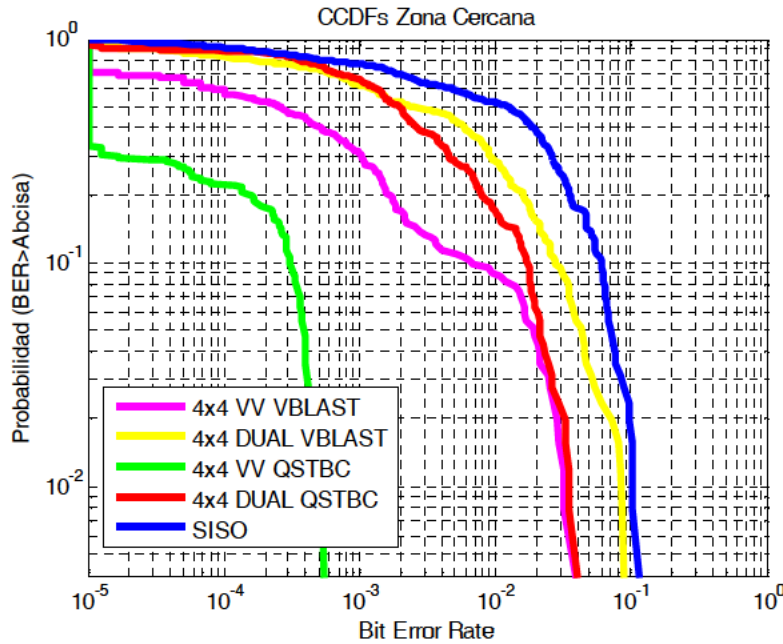


Figura 3.49: Comparativa CCDF's de la BER zona cercana. Potencia transmitida fija.

La Fig. 3.49 muestra las CCDF's de la BER para los casos MIMO y SISO en la zona cercana al transmisor. Se puede observar lo comentado anteriormente para el caso MIMO en la zona cercana, es decir, que la configuración VV es mejor que la configuración DUAL independientemente del algoritmo utilizado gracias, por un lado, a que la correlación está por debajo de 0.7 en todos los casos y, por otro lado, a que la SNR es muy alta (14 dB) para la configuración VV (ver Tabla 3.16). A pesar de ello, si se observa la curva morada (VV-VBLAST), se ve que la curva se desplaza hacia la derecha para una probabilidad baja y una alta BER. Ello es debido, según datos experimentales, a que la correlación del 10% de las matrices del canal radio alcanzan valores entorno a 0.9 o lo que es lo mismo *Condition Numbers* muy elevados, provocando más errores en el caso del VBLAST [Xin04]. Además, se manifiesta también en la Fig. 3.49 que fijada una polarización es mejor utilizar QSTBC que VBLAST. Por último, se observa que cerca del transmisor siempre es mejor utilizar MIMO que SISO (curva azul).

Finalmente, la Fig. 3.50 muestra las CCDF's de la BER para los casos MIMO y SISO en la zona lejana al transmisor.

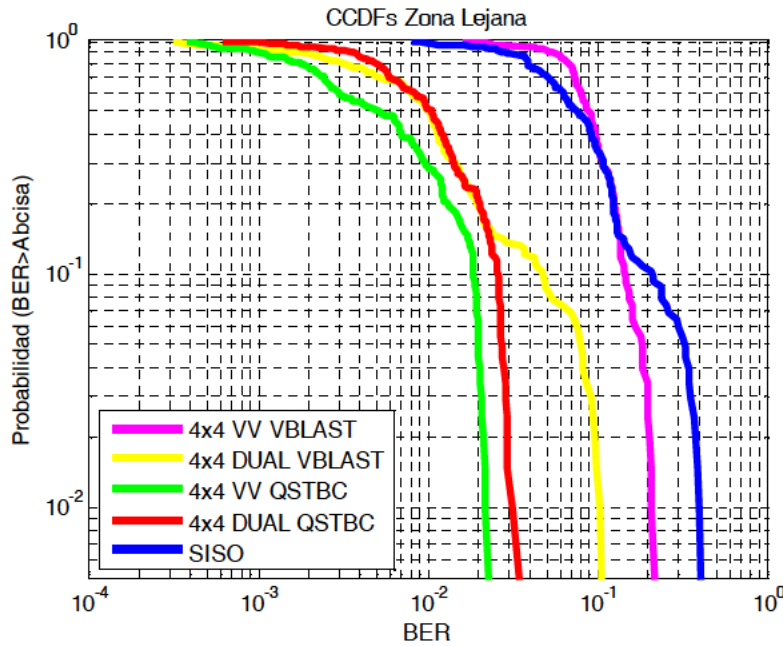


Figura 3.50: Comparativa CCDF's de la BER zona lejana. Potencia transmitida fija.

En la Fig. 3.50 se muestra que lejos del transmisor utilizando VBLAST con polarización VV no se obtiene un beneficio claro respecto la configuración SISO (curva azul). Ello se debe al importante incremento de la correlación entre las antenas más cercanas, tomando un valor mayor a 0.7 cuando se usa la polarización VV como se puede comprobar en la Tabla 3.16. Además, lejos del transmisor los modos transmitidos de orden mayor son fuertemente atenuados, lo que significa que los rayos reflejados en las paredes del túnel con un ángulo incidente pequeño son los que contribuyen al campo total recibido, causando que la SNR disminuya.

También se observa que la curva amarilla (DUAL-VBLAST) y la curva azul (SISO) presentan un desplazamiento hacia la derecha para una probabilidad baja y una alta BER. En este caso a parte del alto grado de correlación que existe entre un determinado porcentaje de matrices del canal para el caso DUAL, también juega un papel muy importante el fuerte desvanecimiento que presenta el canal lejos del transmisor, provocando una SNR más baja en un 10% de las matrices del canal para el caso SISO.

Además aunque para VV se tenga una SNR mayor que para DUAL (Tabla 3.16), dicha diferencia no es suficiente en el caso de VBLAST para contrarrestar el aumento de correlación en la polarización VV (Tabla 3.16). Justificándose así que utilizando VBLAST, sea mejor usar polarización DUAL (curva amarilla) que polarización VV

(curva morada), ya que dicho algoritmo es muy vulnerable al aumento de la correlación o del *Condition Number*.

Finalmente, se observa que utilizando el algoritmo QSTBC se consiguen mejores resultados que con VBLAST, tal y como se ha comentado anteriormente.

### **BER: Comparativa entorno Rayleigh respecto a un túnel**

En este apartado se comparan los resultados obtenidos en el túnel real con los obtenidos en un entorno Rayleigh. Se tiene que decir que únicamente se puede hacer la comparativa respecto la configuración VV. Ello es debido a que la configuración DUAL no es comparable porque las ondas son fuertemente polarizadas en el túnel, dando lugar a una distribución no uniforme de la matriz  $H$ , siendo contrario este hecho a la distribución puramente Rayleigh. Para mostrar los resultados, en el caso Rayleigh se asume la misma SNR media que para el caso VV. Además, los resultados se corresponden a una probabilidad de 0.5.

	Polarización	BER ( $\times 10^{-3}$ )				
		1x1 16QAM	4x4-QSTBC (16QAM)		4x4-VBLAST (BPSK)	
			Rayleigh	Túnel	Rayleigh	Túnel
<b>Zona cercana</b>	<b>VV</b>	0.013	<0.01	<0.01	<0.01	0.26
	<b>Dual</b>	-	-	2	-	2.4
<b>Zona lejana</b>	<b>VV</b>	77	3.8	5	2.4	88
	<b>Dual</b>	-	-	10	-	10

Tabla 3.17: BER para una probabilidad de 0.5 cerca y lejos del transmisor

Viendo la Tabla 3.17, se observa que los resultados obtenidos en un túnel utilizando VV-QSTBC, son bastante parecidos a los obtenidos en un entorno Rayleigh, aun lejos del transmisor. Mientras que utilizando VV-VBLAST los resultados en el túnel son peores que en un entorno Rayleigh, sobre todo lejos del transmisor. Por tanto, viendo la tabla, queda demostrada la eficiencia de utilizar MIMO junto con códigos QSTBC en un túnel cuando la potencia transmitida se mantiene constante.

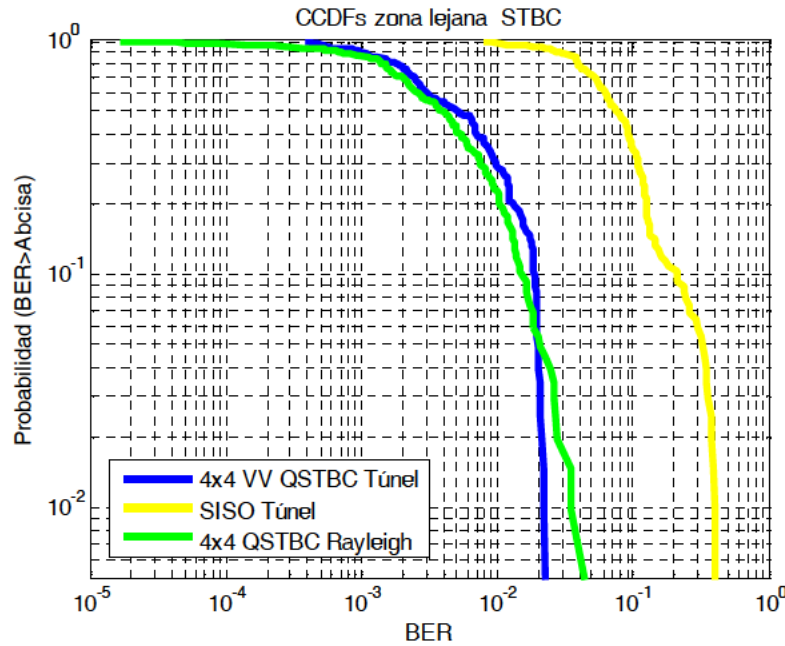


Figura 3.51: Comparativa CCDFs de la BER zona lejana QSTBC con el caso Rayleigh.  
Potencia transmitida fija.

Para concluir este apartado en la Fig. 3.51 se muestra un ejemplo de las CCDF's simuladas, representando la configuración más eficiente en el túnel (VV-QSTBC), y ese mismo caso pero en un entorno Rayleigh, y ambos tomando de referencia la configuración SISO. Además, dichas CCDF's se han simulado para la zona lejana (400 m - 500 m).

Se puede observar que en la zona lejana los resultados obtenidos con la configuración 4x4 VV-QSTBC en el túnel real, son muy similares a los obtenidos considerando una distribución Rayleigh. Además, se observa que en la zona lejana es más eficiente utilizar 4x4-QSTBC que SISO.

### 3.6.3.2 Caso 2: Potencia recibida constante

En este caso se considera una SNR constante, representando aquellos sistemas MIMO en los que se precisa un control en la potencia transmitida. Así pues, se considera que en recepción siempre se tiene 10 dB de SNR. Además los parámetros estadísticos asociados a la matriz del canal que se analizan en este caso, son la correlación entre las antenas 1 y 2 en recepción y la varianza de la potencia.

A continuación en la Tabla 3.18 se indica la correlación que existe entre las antenas 1 y 2 y la varianza de la potencia, tanto en la zona cercana (50 m - 150 m) como

en la zona lejana (400 m - 500 m) al transmisor. Estos valores, como se ha ido haciendo a lo largo del capítulo, permitirán analizar si existe relación o no con los resultados obtenidos de la BER.

<b>Distancia</b>	<b>Polarización</b>	<b>SNR (dB)</b>	<b><math>\rho_{12}</math></b>	<b>Varianza Potencia</b>
<b>50 m - 150 m</b>	<b>VV</b>	10	0.61	0.006
	<b>Dual</b>	10	0.34	0.076
	<b>VHVV</b>	10	0.31	0.010
<b>400 m - 500 m</b>	<b>VV</b>	10	0.87	0.009
	<b>Dual</b>	10	0.18	0.031
	<b>VHVV</b>	10	0.14	0.032

Tabla 3.18: Parámetros del canal en zona cercana y zona lejana (SNR = 10 dB)

### **BER: MIMO**

Las Figs. 3.52 y 3.53 representan la BER para las tres polarizaciones (VV, VHVV y DUAL) utilizando los algoritmos VBLAST Y QSTBC, respectivamente.

A continuación la Tabla 3.19 resume la BER media obtenida en las Figs. 3.52 y 3.53 para cada una de las polarizaciones, utilizando VBLAST y QSTBC, respectivamente.

	<b>VBLAST</b>			<b>QSTBC</b>		
<b>Polarización</b>	<b>VV</b>	<b>DUAL</b>	<b>VHVV</b>	<b>VV</b>	<b>DUAL</b>	<b>VHVV</b>
<b>BER media</b>	0.042	0.007	0.011	0.004	0.003	0.002

Tabla 3.19: BER media usando VBLAST y QSTBC. VV, DUAL y VHVV (SNR = 10 dB).

En la Tabla 3.19 se puede observar que utilizando VBLAST la BER mínima es obtenida para VHVV y DUAL. Por el contrario, para el caso VV, la BER es mayor obteniendo un valor medio de 0.042. Además, en la Fig. 3.52, se observa que la BER aumenta con la distancia alcanzando un valor de  $10^{-1}$  entre 400 m y 500 m. Sin embargo, cuando se utiliza el algoritmo QSTBC la BER es muy similar en las tres polarizaciones, obteniendo un valor medio para VV, DUAL y VHVV igual a 0.004, 0.003 y 0.002,

respectivamente. Por tanto, es más eficiente utilizar QSTBC, sobre todo cuando se trabaja con la polarización VV. Además, en la Fig. 3.53 se observa que utilizando QSTBC la BER obtenida con la polarización VV es prácticamente constante con la distancia. Ello es debido a que el algoritmo QSTBC es más robusto que el VBLAST en canales correlados y, por ello, aunque la correlación para VV aumenta con la distancia (Tabla 3.18), la BER media en dicho caso no aumenta para QSTBC, mientras que para VBLAST sí.

Finalmente, comentar que utilizando QSTBC se observa (Fig. 3.53) que la BER mayor (peor) en la zona cercana (hasta 150 m) se da cuando se usa polarización DUAL. Ello es debido a que cerca del transmisor en las tres polarizaciones la correlación es menor a 0.7 y, por tanto, se considera un sistema bastante incorrelado, no siendo decisiva la influencia de la correlación en el comportamiento de la BER cuando se usa QSTBC. Por tanto, la causa de que DUAL sea la polarización menos eficiente cerca del transmisor cuando se usa QSTBC, es porque la varianza de la potencia es mayor en dicha polarización con respecto a las otras polarizaciones.

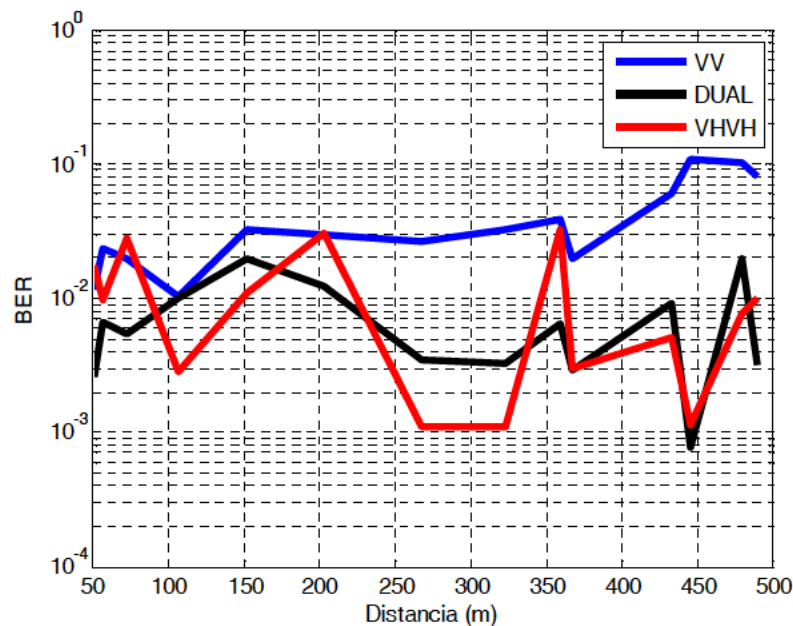


Figura 3.52: BER - distancia usando VBLAST. VV, DUAL y VHVH (SNR = 10 dB)



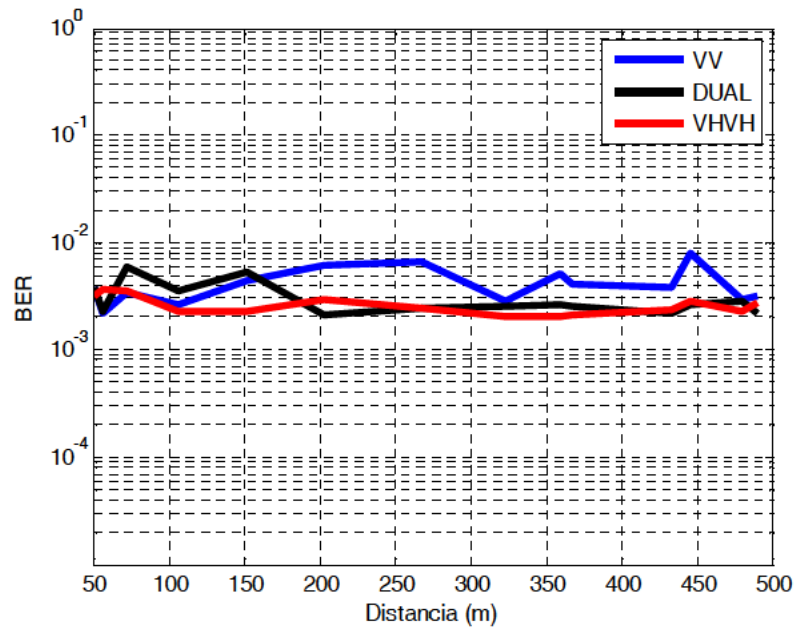


Figura 3.53: BER - distancia usando QSTBC. VV, DUAL y VHVH (SNR = 10 dB)

#### **BER: MIMO vs SISO (estudio con las CCDF's)**

En este apartado se realiza una comparativa entre los resultados obtenidos utilizando la configuración MIMO 4x4 y la configuración SISO.

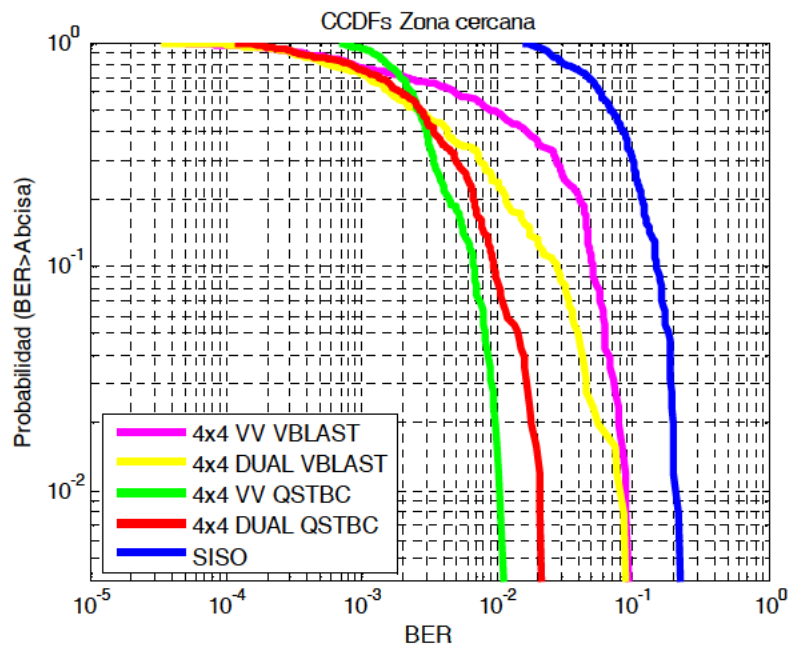


Figura 3.54: CCDFs de la BER zona cercana. SNR = 10 dB.



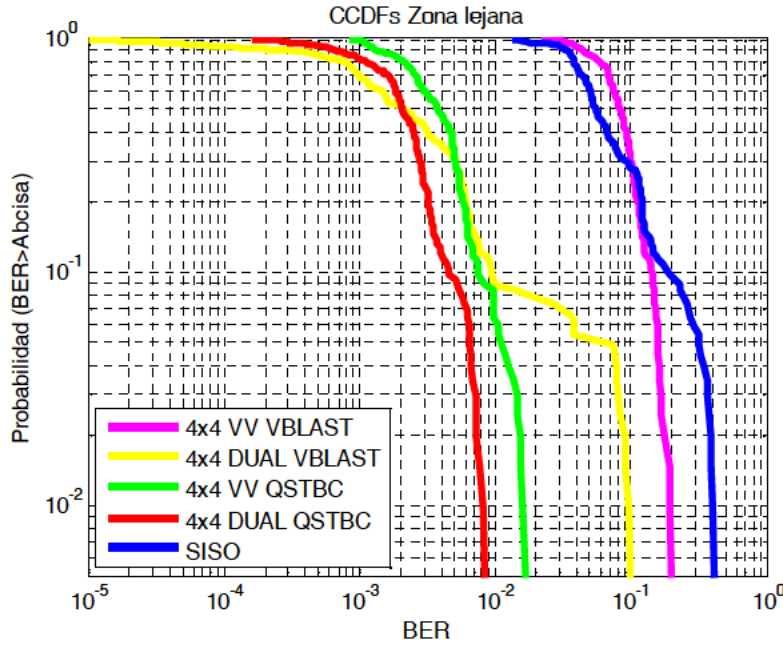


Figura 3.55: CCDFs de la BER zona lejana. SNR = 10 dB.

Para realizar dicha comparativa se van a utilizar las polarizaciones VV y DUAL, ya que anteriormente ha quedado demostrado que con DUAL y VHVH se obtienen resultados similares. Para ello, se han calculado en las Figs. 3.54 y 3.55 las CCDF's para la zona cercana (50 m – 150 m) y la zona lejana (400 m – 500 m) al transmisor.

Se puede observar que, tanto en la zona cercana como en la lejana al transmisor, siempre es mejor usar QSTBC que VBLAST por ser menos vulnerable a la influencia de canales bastante correlados como es el caso. También se observa que para QSTBC y cerca del transmisor aunque la correlación sea mayor en la polarización VV (Tabla 3.18), no está lo suficientemente correlado el canal ( $\rho_{12} < 0.7$ ) para enmascarar la mejora provocada por la varianza de la potencia, que tiene un valor de 0.006 utilizando la polarización VV con respecto al valor obtenido con la polarización DUAL cuya varianza es 0.076. Sin embargo, lejos del transmisor es mejor usar la polarización DUAL que la VV, ya que la correlación en el caso de VV ha aumentado considerablemente ( $\rho_{12} > 0.7$ ) y ello, aunque se use un código QSTBC, hace que se enmascare la mejora que se obtendría por tener una varianza de la potencia menor en la polarización VV. Sin embargo, utilizando VBLAST, siempre es mejor utilizar la polarización DUAL que la VV como ya se ha comentado anteriormente.

Comentar, que si la comparativa se hubiese hecho con VHVH y VV, los resultados hubiesen sido muy parecidos lejos del transmisor, mientras que cerca del transmisor el

mejor caso hubiese sido VHVH-QSTBC como ya se ha visto anteriormente en la Fig. 3.53.

Además, siempre es mejor utilizar configuraciones MIMO que SISO, menos lejos del transmisor que la BER obtenida en la configuración VV-VBLAST es bastante similar a la del caso SISO.

### **BER: Comparativa entorno Rayleigh respecto a un túnel**

Por último, y como resumen (como se ha hecho en el caso anterior de potencia transmitida constante), es interesante mostrar una comparativa entre las CCDF's del caso más eficiente en el túnel, y ese mismo caso pero en un entorno Rayleigh y ambos fijando de referencia el caso SISO. Aunque ahora el caso más eficiente depende de la cercanía al transmisor (ver Figs. 3.54 y 3.55), se indican las CCDF's para la zona cercana únicamente, ya que la comparativa con un entorno Rayleigh solo se puede realizar con la polarización VV.

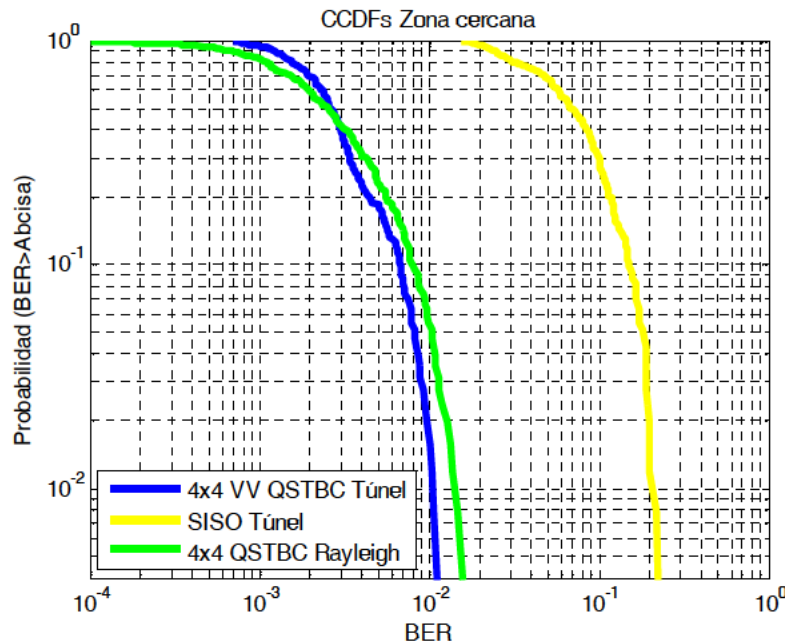


Figura 3.56: CCDFs de la BER zona cercana VV-QSTBC con el caso Rayleigh. (SNR = 10 dB).

En la Fig. 3.56 se observa que es muy similar la BER obtenida en el caso VV-QSTBC del túnel y el caso QSTBC-Rayleigh. Además, también se observa que es mejor usar dicha configuración MIMO que SISO.

### 3.6.3.3 Conclusiones

Para una transmisión 4x4 MIMO en túneles manteniendo la velocidad de transmisión constante y aplicando diversidad en polarización, MIMO mejora en general a SISO, no solo en capacidad sino también en calidad (BER). Por ejemplo, para una SNR variable se obtiene una BER media de  $0.013 \cdot 10^{-3}$  cerca del transmisor y de  $77 \cdot 10^{-3}$  lejos del transmisor en el caso SISO, mientras que utilizando VV-QSTBC se obtiene una BER menor a  $0.01 \cdot 10^{-3}$  cerca del transmisor y de  $5 \cdot 10^{-3}$  lejos del transmisor.

Además, comparaciones entre QSTBC y VBLAST muestran que se tiene que elegir QSTBC, ya que es menos vulnerable a entornos muy correlados. También, ha quedado demostrado que aunque se consiga reducir la correlación entre antenas utilizando polarizaciones cruzadas (ganancia por diversidad en polarización), en los casos en los que la SNR disminuye considerablemente afecta negativamente, anulando dicha ganancia por tener elementos menos correlados utilizando las polarizaciones DUAL y VHVH.

Si se tiene en cuenta la potencia real recibida, es más óptimo utilizar VV-QSTBC porque con la polarización VV se gana más potencia que correlación se pierde, y el código QSTBC es menos vulnerable que el algoritmo VBLAST a las correlaciones altas que se obtienen cuando se incrementa la distancia. Sin embargo, para una SNR fija se ha comprobado que la mejor configuración MIMO es la VHVH-QSTBC con resultados muy similares a los obtenidos con DUAL-QSTBC. Por tanto, si se fija la potencia recibida es mejor utilizar polarizaciones cruzadas.

Por último se han comparado los resultados utilizando la polarización VV y el algoritmo más eficiente (QSTBC) con un entorno Rayleigh, concluyendo que los resultados son muy similares.



# Capítulo 4

## Estudio Teórico-Experimental de la Propagación en Túneles en Banda Ancha

En los últimos años se ha dedicado un gran esfuerzo en mejorar la eficiencia espectral de las comunicaciones vía radio, así como en mejorar la fiabilidad de los enlaces inalámbricos. De entre todas las tecnologías, los sistemas con múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, *Multiple-Input Multiple-Output*) han demostrado tener el potencial para conseguir altas velocidades de transmisión en entornos interiores donde la dispersión de la energía es suficientemente alta (distribuciones Rayleigh) [Corr06] y, además, también en entornos especiales tipo túnel [Lie03], [Val10] de los que trata esta tesis. Sin embargo, en los sistemas banda ancha el efecto multicamino que causa interferencia entre símbolos es uno de los problemas que más limitan los sistemas de banda ancha. Por ello, la tecnología basada en multiplexación por división en frecuencias ortogonales (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [Pel80], [Sar95] se ha convertido en los últimos años en la técnica más aplicada en sistemas banda ancha, ya que

se consiguen velocidades de transmisión elevadas gracias a que mitiga la interferencia entre símbolos y reduce la complejidad del receptor.

Por todo ello los sistemas MIMO combinados con OFDM (MIMO-OFDM) se han convertido en los últimos años en una solución muy atractiva [Stu04], [Jla07], llegando a emplearse en muchos estándares tales como *Long Term Evolution* (LTE), Wimax, WiFi y en radio cognitiva [Mus09], [Pey10].

Existen investigaciones recientes donde se analiza el algoritmo *Vertical Bell Labs Space Time* (VBLAST) y los códigos *Orthogonal Space Time Block Code* (OSTBC) y *Quasy-Orthogonal Space Time Block Code* (QSTBC) cuando se combinan con OFDM, pero en entornos con distribución Rayleigh y Nakagami [Gra07], [Xih10], [Fer11]. Sin embargo, el estudio aplicando MIMO-OFDM a entornos especiales como túneles no se ha llegado a investigar con profundidad.

En este capítulo se extiende el estudio realizado en el capítulo 3 sobre banda estrecha al caso de banda ancha, considerando un canal selectivo en frecuencia cuyo ancho de banda de coherencia es menor que el ancho de banda de transmisión. Para ello, se ha implementado un sistema OFDM combinado con algoritmos MIMO. Dichos algoritmos MIMO son los estudiados en el capítulo 3, siendo estos el algoritmo VBLAST y los códigos OSTBC/QSTBC.

Así pues, para obtener los resultados del presente capítulo se han implementado los algoritmos VBLAST-OFDM [Fer11] y OSTBC/QSTBC-OFDM [Zho10a] cuyo funcionamiento e implementación se explican en la sección 2.6.3 del capítulo 2. Remarcar que la complejidad en este caso OFDM es considerablemente mayor, ya que inicialmente se forman los símbolos OFDM y, en segundo lugar, se transmite cada uno de los símbolos sobre  $L$  subportadoras frecuenciales. Del mismo modo, en recepción, para cada símbolo OFDM recibido se decodifica cada una de las subportadoras por separado.

Finalmente, comentar que en este capítulo se han estudiado las tres bandas de frecuencia descritas en el grupo 1 del estándar *Mutiband OFDM Ultrawideband* (MB-OFDM UWB) que cubren entre los 3168 MHz y los 4752 MHz (Fig. 2.13 del capítulo 2).

Así pues en este capítulo se distinguen dos apartados principales:

En el primero se analizan los resultados obtenidos utilizando los algoritmos comentados y utilizando las matrices del canal conseguidas con el simulador utilizado en el capítulo 3, y que modela un túnel rectangular utilizando trazado de rayos. No obstante, en este caso dicho simulador se ha modificado para obtener las respuestas del canal radio en banda ancha y, además, en las tres bandas de frecuencia comentadas.

Y en el segundo se analizan los resultados obtenidos considerando un canal real cuyas matrices asociadas han sido obtenidas de forma experimental en un túnel de Francia como se describe en la sección 2.8 del capítulo 2.

Además, en cada uno de dichos apartados se distinguen a su vez dos casos, primeramente considerando una potencia recibida constante y, en segundo lugar, considerando una potencia transmitida constante y siempre manteniendo la velocidad de transmisión constante e independiente de la configuración MIMO empleada.

#### 4.1 Metodología empleada para obtener los resultados

Primeramente se verificó que los algoritmos OFDM con los que se iba a continuar el estudio estaban bien implementados. Para ello se comprobó que los resultados obtenidos coincidían con la bibliografía ya publicada [Gia02], [Jan04].

A continuación ya se pasó a obtener y analizar los resultados obtenidos utilizando el algoritmo VBLAST-OFDM y los códigos OSTBC/QSTBC-OFDM. Para comparar dichos algoritmos se han analizado las configuraciones más comunes siendo la 2x2 y la 4x4, cogiendo como referencia la configuración con una entrada y una salida (SISO, *Single-Input Single-Output*)-OFDM.

En el caso de los códigos STBC, para la configuración 2x2 se implementa una codificación ortogonal (OSTBC), y para la configuración 4x4 se implementa una configuración casi-ortogonal (QSTBC). Así, siempre se obtiene la máxima velocidad de codificación independientemente del número de antenas [Tra10] (ver sección 2.5.2 del capítulo 2).

Remarcar que en todas las simulaciones que se presentan a continuación se ha mantenido la misma velocidad de transmisión independientemente de la configuración de las antenas elegidas y del algoritmo espacio-temporal aplicado. Ello se ha hecho así para que los resultados sean comparables y poder estudiar la calidad del sistema fijando una determinada velocidad de transmisión. Para ello se ha elegido la modulación adecuada en función del número de antenas transmisoras y del algoritmo elegido.

A continuación la Tabla 4.1 muestra las distintas configuraciones y las modulaciones elegidas:

Configuración	Modulación
SISO-OFDM	16QAM
2x2 VBLAST-OFDM	4QAM
4x4 VBLAST-OFDM	BPSK
2x2 OSTBC-OFDM	16QAM
4x4 QSTBC-OFDM	16QAM

Tabla 4.1: Configuraciones con sus respectivas modulaciones.

En la Tabla 4.1 se observa que para poder conseguir mantener la velocidad de transmisión constante se utiliza, por un lado, la modulación de amplitud en cuadratura (QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*) utilizando constelaciones de 16 niveles para la configuración SISO-OFDM, para la configuración 2x2 OSTBC-OFDM y para la configuración 4x4 QSTBC-OFDM y de 4 niveles para la configuración 2x2 VBLAST-OFDM. Y por otro lado, para la configuración 4x4 VBLAST-OFDM se usa la modulación por desplazamiento de fase binaria (BPSK, *Binary Phase Shift Keying*) utilizando, en este caso, la constelación de 2 niveles.

Se han estudiado las tres bandas de frecuencias que componen el grupo 1 del estándar MB-OFDM UWB por ser de obligada implementación actualmente [ECM08]. El ancho de banda de cada banda es de 528 MHz dividido en 128 subportadoras separadas 4.125 MHz. De tal forma que el tamaño de cada una de las matrices del canal utilizadas para obtener los resultados tiene un tamaño  $N \times M \times L$ , donde  $N$ ,  $M$  y  $L$  es el número de antenas receptoras, de antenas transmisoras y de subportadoras utilizadas, respectivamente. Remarcar que  $L$  es igual a 128 por ser las subportadoras que utiliza el estándar MB-OFDM UWB. Es importante comentar que dichas matrices del canal se han normalizado según Frobenius para que la potencia total de las 128 matrices (una por cada subportadora) sea igual a la unidad.

Comentar que los resultados son analizados mediante la tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*) y la metodología elegida para obtener dicha BER ha sido mediante simulaciones Montecarlo, en las que se ha simulado la transmisión de 100.000 símbolos aplicando su correspondiente modulación, algoritmos de transmisión y los algoritmos de



detección. Finalmente, la BER se ha calculado como el cociente entre todos los bits transmitidos y los bits erróneos recibidos fijando la BER mínima a  $10^{-5}$ .

Remarcar que se ha optado por usar simulaciones Montecarlo en lugar de expresiones matemáticas cerradas [Han00], [Abr05], [Lu09]. El motivo ha sido por el hecho de que dichas expresiones cerradas obtienen la BER a partir de la SNR que se tiene en recepción y para una distribución estadística de la señal concreta. Sin embargo, en el caso de un túnel la señal que se transmite no sigue la misma distribución que la supuesta en dichas expresiones cerradas [Mol09e] y, por tanto, siempre se obtendrá un resultado más parecido a los experimentos usando simulaciones Montecarlo.

Comentar también que el ruido medio que se suma a la señal transmitida se fija para un símbolo OFDM, de tal forma que el ruido que se suma a cada una de las subportadoras siempre tendrá una varianza respecto dicho ruido medio.

Además, para obtener los resultados no se ha realizado la codificación del canal, ya que el objetivo es comparar la influencia que tienen las distintas arquitecturas MIMO sobre la BER.

Para presentar los resultados, primeramente se obtienen las gráficas de la BER en función de la distancia (50 m – 500 m) y, además, en segundo lugar se resume la BER media en tablas, donde se diferencian dos zonas: zona cercana al transmisor que cubre entre 50 m y 150 m y zona lejana al transmisor que cubre entre 400 m y 500 m. Se han elegido estas dos zonas ya que las propiedades del canal son diferentes cerca y lejos del transmisor [Mol08a]. Ello es debido a que cerca del transmisor se propagan muchos más modos electromagnéticos haciendo que tanto el *Condition Number* (definido en la sección 2.2.2.1 del capítulo 2) como la correlación entre las antenas disminuyan. Sin embargo, lejos del transmisor muchos modos son atenuados, de tal forma que menos modos contribuyen en la potencia recibida, haciendo que tanto el *Condition Number* como la correlación aumenten.

La BER ha sido calculada asumiendo un canal selectivo en frecuencia con sincronización perfecta en recepción, y considerando una transmisión sin interferencia entre símbolos ya que el prefijo cíclico es mayor que el *delay spread* del canal, tal y como se establece en los sistemas OFDM [Duc06]. Comentar que se ha considerado que el prefijo cíclico está formado por 32 muestras del símbolo OFDM como se indica en el estándar MB-OFDM UWB [ECM08], implicando una pérdida de la relación señal a ruido (SNR, *Signal To Noise Ratio*) igual a 0.94 dB calculada como se indica en [Han04]. De tal

forma que el comportamiento de la BER dependerá de la SNR, la modulación utilizada y, por supuesto, de las características intrínsecas del canal así como del algoritmo utilizado.

Además, como en OFDM una transmisión banda ancha sobre un canal selectivo en frecuencia se considera como  $L$  transmisiones banda estrecha sobre canales planos en frecuencia, primeramente se ha comprobado que el ancho de banda de coherencia ( $B_c$ ) es mayor que la separación entre las subportadoras OFDM. Así pues, a partir de las medidas experimentales, se ha comprobado que el  $B_c$  calculado para 0.9 varía desde 50 MHz hasta 100 MHz cuando la distancia varía desde 50 m a 500 m. Por tanto, se comprueba que el  $B_c$  es mayor que la separación entre subportadoras, siendo este igual a 4.125 MHz. En la Fig. 4.1 se muestra la gráfica del  $B_c$  calculado para 0.9.

### $B_c$ a 0.9

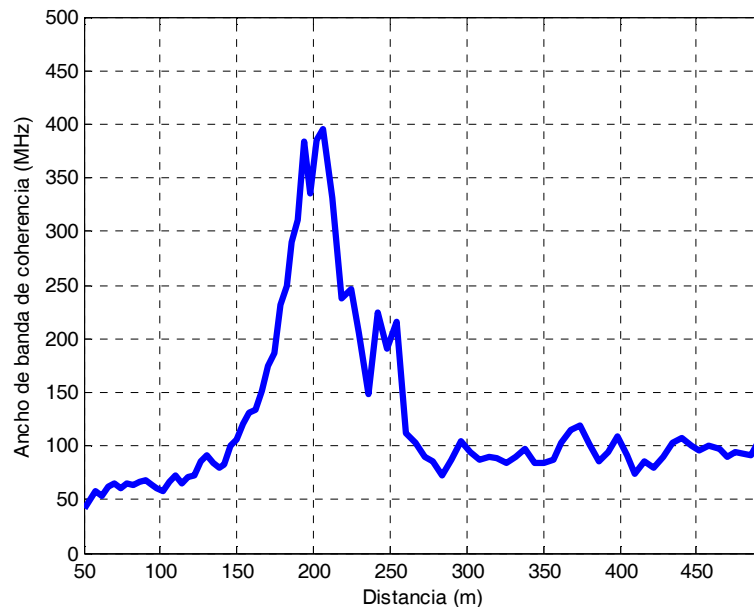


Figura 4.1: Ancho de banda de coherencia del canal sacado al 0.9

Finalmente, comentar que se ha trabajado en el dominio de la frecuencia de tal forma que la señal recibida OFDM es considerada como en la expresión (4.1), donde cada símbolo modulado se multiplica directamente por la respuesta del canal en el dominio de la frecuencia asociada a cada subportadora OFDM. A continuación se indica la señal recibida en cada antena receptora y para cada una de las subportadoras:

$$r_{n,l} = \sum_{m=1}^M \mathbf{H}_{n,m,l} \cdot S_{m,l} + \eta_{n,l} \quad \text{with } l = 1, \dots, L \quad (4.1)$$

donde  $\mathbf{H}_{n,m,l}$  es la función de transferencia del canal compleja entre la antena transmisora  $n$  y la antena receptora  $m$  asociada a la subportadora  $l$ ,  $S_{m,l}$  es la secuencia de datos modulados y  $\eta$  es el ruido gaussiano complejo con media cero y varianza la unidad.

## 4.2 Estudio teórico utilizando trazado de rayos

En este caso, en adelante caso Simulado, se han transmitido los símbolos OFDM por un canal banda ancha cuya matriz ha sido obtenida mediante el simulador de trazado de rayos utilizado en el capítulo 3, pero en este caso adaptado para trabajar en banda ancha. En la sección 3.5.1 del capítulo 3, se describe como se han realizado las simulaciones en el trazador de rayos y como se ha configurado dicho trazador de rayos para obtener las respuestas del canal en banda estrecha. Para banda ancha la diferencia radica en las bandas de frecuencias indicadas en el simulador, que en este caso se han centrado en 3 bandas de frecuencias que se corresponden con las definidas para el grupo 1 del estándar MB-OFDM UWB. El ancho de banda de cada banda, como se ha comentado anteriormente, es de 528 MHz dividido en 128 subportadoras separadas 4.125 MHz. Dichas bandas son la banda 1 (3168 MHz – 3696 MHz), la banda 2 (3696 MHz – 4224 MHz) y la banda 3 (4224 MHz – 4752 MHz).

Así pues para obtener los resultados, primeramente se ha obtenido la matriz del canal MIMO 12x12 mediante el simulador y centrándose en las bandas comentadas. Además, para poder comparar los resultados con el caso Real, se han barrido las distancias del túnel simulado entre 50 y 500 metros en las mismas posiciones donde se tomaron las medidas reales/experimentales y, así poder comparar dichos resultados.

Una vez obtenida la matriz del canal en función de la frecuencia para un sistema MIMO 12x12, se han obtenido los resultados en función de la BER para las configuraciones más utilizadas actualmente siendo estas la 1x1, la 2x2 y la 4x4. Para obtener dichas configuraciones las antenas han sido elegidas equidistantes y la distancia entre ellas se ha maximizado para así disminuir la correlación entre ellas. Un pequeño matiz es que para el caso de 2 antenas se ha elegido de la matriz 12x12 las posiciones 1 y la 10 para que la distancia entre las antenas más alejadas coincida con la del caso de 4 antenas, en cuyo caso se han elegido las posiciones 1-4-7-10 tanto en transmisión como en

recepción. Además, se han promediado todas las configuraciones posibles manteniendo la separación entre las antenas constante. Para ello para obtener la BER con la configuración MIMO 2x2 se han promediado las posiciones 1-10, 2-11 y la 3-12 tanto en transmisión como en recepción promediando en total, por tanto, nueve combinaciones. De la misma forma se ha realizado dicho promedio con la configuración MIMO 4x4 eligiendo las posiciones 1-4-7-10, 2-5-8-11 y 3-6-9-12 tanto en transmisión como en recepción.

A continuación, se muestran los resultados utilizando los algoritmos VBLAST-OFDM y STBC/QSTBC-OFDM. Primeramente se ha supuesto que la potencia transmitida es constante y, en segundo lugar, que la potencia recibida es constante. Para ello, inicialmente se hace un estudio del comportamiento de los parámetros intrínsecos asociados a las matrices del canal en función de la distancia, la banda de frecuencia y, todo ello, para cada una de las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4.

#### 4.2.1 Parámetros intrínsecos de la propagación en túneles teóricos

En este apartado se van a indicar los parámetros intrínsecos asociados a las matrices del canal simulado para cada una de las bandas estudiadas. Dichos parámetros, definidos en la sección 2.2.2 del capítulo 2, son el *Condition Number*, la correlación media en recepción y la varianza de la potencia asociada a las 128 matrices del canal, que se corresponden con cada una de las subportadoras OFDM estudiadas.

##### 4.2.1.1 *Condition Number*

A continuación se indica el *Condition Number* obtenido para cada una de las bandas y para las configuraciones 2x2 y 4x4 en función de la distancia. En la sección 2.2.2.1 del capítulo 2 se explica cómo se ha calculado dicho *Condition Number*. Remarcar que un *Condition Number* menor implica que el canal es más dispersivo, y la energía se esparce por más canales/caminos.

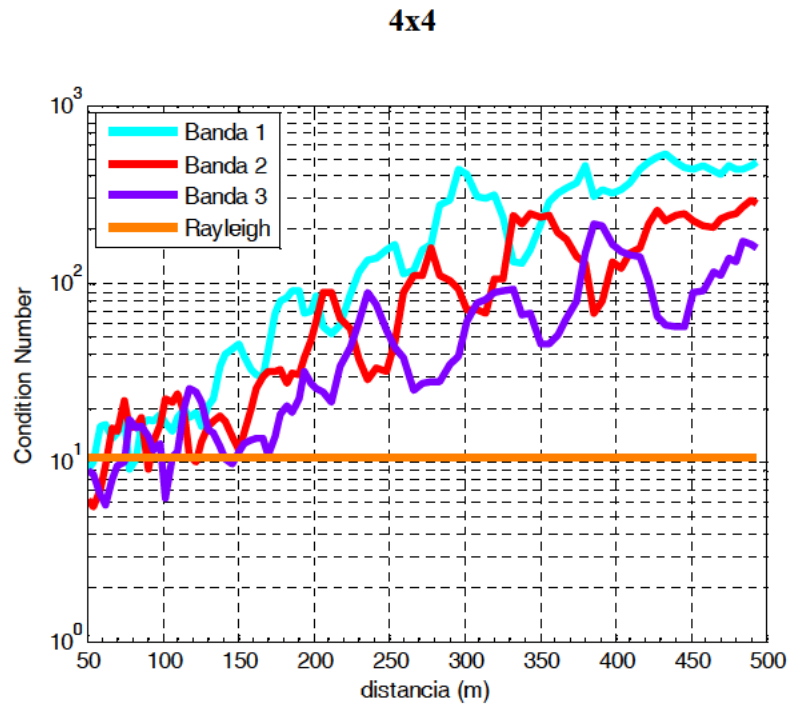


Figura 4.2: *Condition Number* medio para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Simulado.

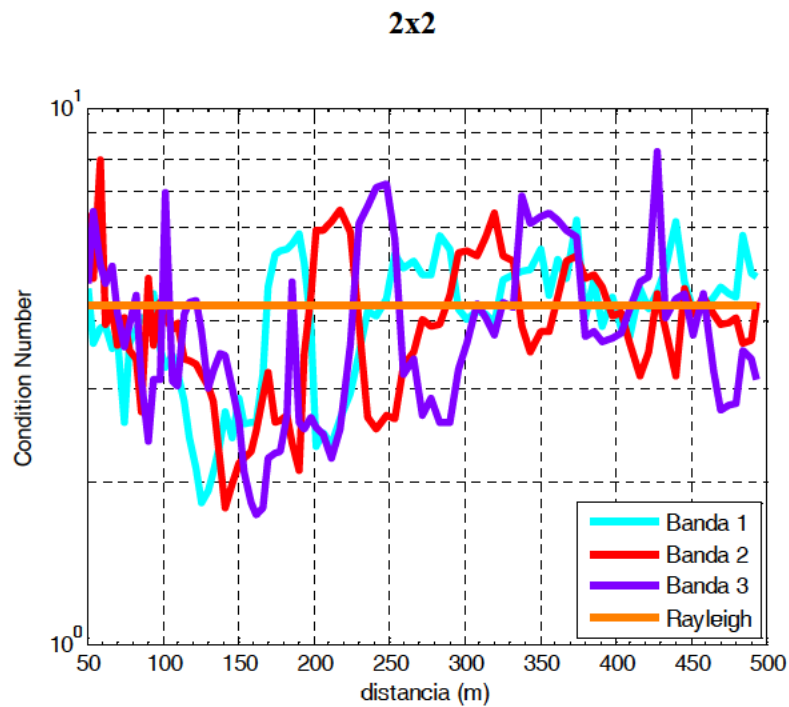


Figura 4.3: *Condition Number* medio para la configuración 2x2 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Simulado.

En la Fig. 4.3 se aprecia que para la configuración 2x2 la frecuencia no tiene una influencia clara, siendo muy parecidos los valores obtenidos del *Condition Number* en las 3 bandas de frecuencias. Así pues, para las 3 bandas el *Condition Number* toma valores entre 1.7 y 8.3, obteniendo un valor medio de 4 para las tres bandas de frecuencias. Por tanto, dichos valores son muy parecidos a los que se obtendrían con una distribución Rayleigh, cuyo valor para una configuración 2x2 es 4.43.

Sin embargo, en la Fig. 4.2 se aprecia que el *Condition Number* asociado a la configuración 4x4 utilizando el simulador de trazado de rayos es distinto según la banda de frecuencia utilizada, siendo menor (mejor) para la banda 3. Por ejemplo, a 500 m para la banda 1 el *Condition Number* tiene un valor de 500, mientras que para la banda 3 tiene un valor de 170. Ello es debido a que cuando aumenta la frecuencia el número de modos activos aumenta haciendo que la matriz del canal esté mejor condicionada [Mol09d].

Si se compara el *Condition Number* asociado a la configuración 4x4 en el túnel simulado con el caso en el que el canal sigue una distribución Rayleigh cuyo *Condition Number* toma un valor de 10.84 para una configuración 4x4, se aprecia en la Fig. 4.2 que únicamente en los primeros 100 m toman un valor similar.

Además, se observa que para la configuración 4x4 el *Condition Number* empeora con la distancia. Desde un punto de vista físico, dicho comportamiento se puede explicar mediante la teoría modal viendo el número de modos electromagnéticos que se propagan en el túnel. Como se detalla en [Mol09d], cada antena transmisora excita un número de modos híbridos  $EH_{nm}$  que se propagan por el túnel con diferente fase y atenuación. Los modos de mayor orden sufren una atenuación mayor con la distancia y, por ello, el número de modos activos que contribuyen a la potencia total recibida es menor a mayores distancias. Ello provoca que tanto el *Condition Number* como la correlación aumenten con la distancia, viéndose un efecto mayor en la configuración 4x4 ya que la distancia entre las antenas es de 9 cm, mientras que, en la configuración 2x2 dicha distancia es 27 cm.

#### 4.2.1.2 Correlación entre antenas

A continuación se indica la correlación media en recepción obtenida para cada una de las bandas de frecuencia en función de la distancia y la configuración de antenas. En la sección 2.2.2.2 del capítulo 2 se explica cómo se ha calculado dicha correlación. Remarcar que una correlación menor implica un canal menos correlado y, por tanto, más dispersivo.

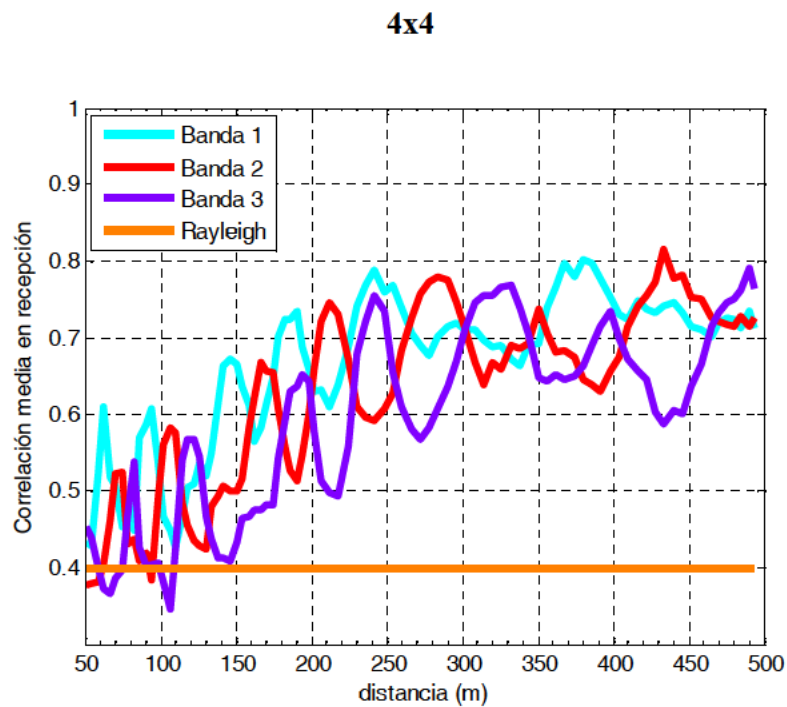


Figura 4.4: Correlación media en recepción para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Simulado.

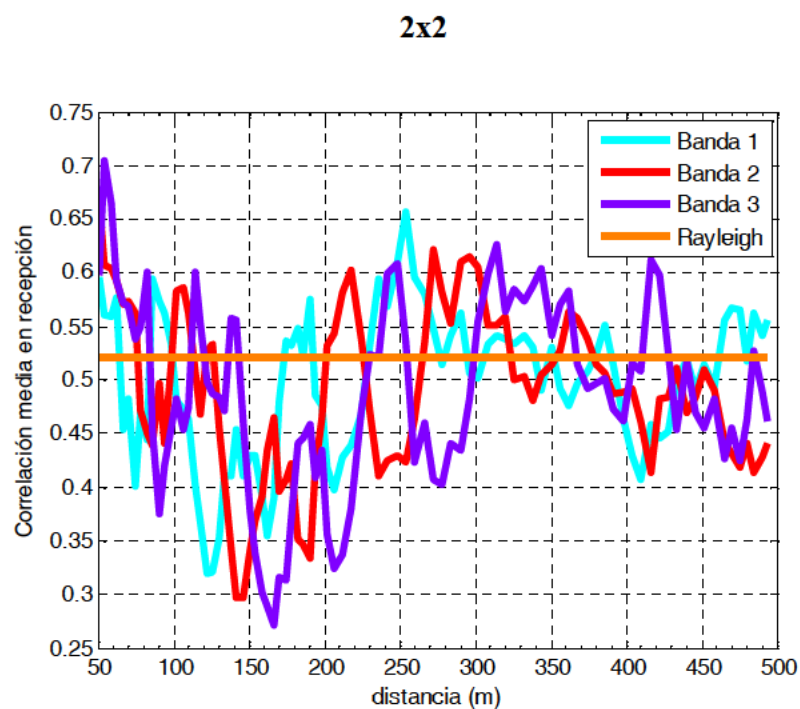


Figura 4.5: Correlación media en recepción para la configuración 2x2 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Simulado.

En la Fig. 4.4 se aprecia que la correlación asociada a la configuración 4x4 utilizando el simulador de trazado de rayos es distinta según la banda de frecuencia utilizada, siendo ligeramente menor (mejor) para la banda 3. Además, se aprecia que la correlación aumenta con la distancia tomando valores entre 0.4 y 0.8, aumentando claramente con la distancia. La razón por la que sucede esto es la misma que se ha explicado en el caso del *Condition Number*, sección 4.2.1.1. Además, se observa que en los primeros 100 m la correlación se aproxima a la que se obtendría con una distribución Rayleigh cuyo valor para una configuración 4x4 es 0.4.

Sin embargo, observando la configuración 2x2 (Fig. 4.5) se aprecia que la correlación media para las 3 bandas de frecuencias es muy similar y, además, no se puede decir que con la distancia aumente ya que no se observa una tendencia clara. Sin embargo, se observa que la correlación media para la configuración 2x2 sí que se aproxima bastante a la obtenida en el caso de un canal con distribución Rayleigh, cuyo valor es 0.52.

Comentar que correlaciones con valores menores a 0.7 se considera un sistema incorrelado [Shi00]. En este aspecto se observa que en la configuración 2x2 la correlación media está prácticamente por debajo de 0.7, mientras que la correlación media obtenida en la configuración 4x4 a partir de 200 metros del transmisor empieza a alcanzar valores superiores.

#### **4.2.1.3 Varianza de la potencia media recibida**

A continuación se indica la varianza de la potencia media asociada al canal simulado para cada una de las bandas en función de la distancia y para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4. En la sección 2.2.2.4 del capítulo 2 se explica cómo se ha calculado dicha varianza. No obstante, remarcar que la varianza de la potencia está referida a la varianza de las potencias asociadas a las 128 matrices del canal asociadas a cada una de las subportadoras. Además, comentar que si la varianza es menor significa que las potencias son más parecidas y más cercanas a la potencia normalizada, es decir, a 1. Sin embargo, si la varianza aumenta significa que las potencias divergen más y, por tanto, mayor desvanecimiento en frecuencia.



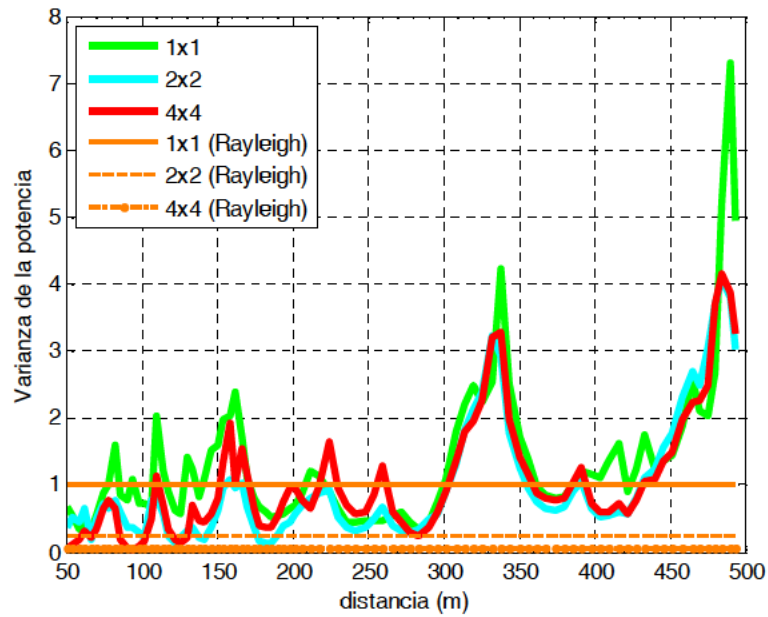
**Banda 1**

Figura 4.6: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 1).

Caso Simulado.

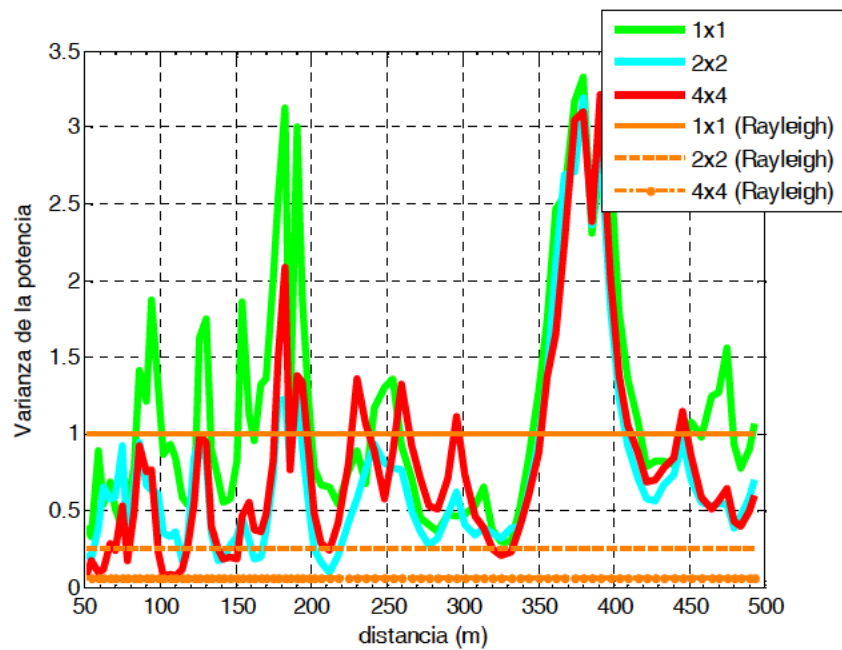
**Banda 2**

Figura 4.7: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 2).

Caso Simulado.

## Banda 3

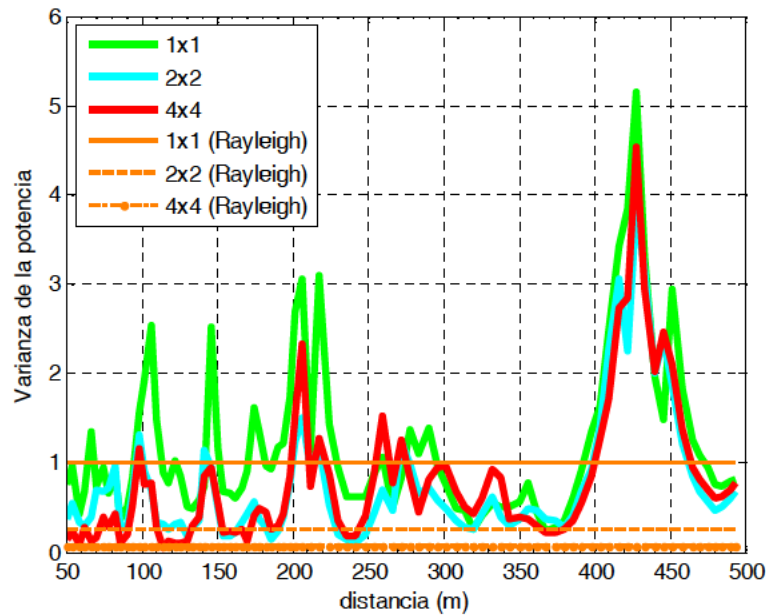


Figura 4.8: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 3).

## Caso Simulado.

Observando las Figs. 4.6, 4.7 y 4.8 donde se indica la varianza de la potencia para las bandas 1, 2 y 3, respectivamente, se puede decir que la varianza de la potencia es muy similar en las configuraciones 2x2 y 4x4 en las tres bandas, mientras que, en la configuración 1x1 tiende a ser ligeramente mayor. Además, se observa que la varianza depende de la distancia al transmisor observándose que a mayor distancia mayor varianza debido a que los ángulos de llegada están más juntos temporalmente [Gar11], provocando mayores desvanecimientos en frecuencia. Se han observado las respuestas en frecuencia a diferentes distancias y, cuando aumenta la distancia, aparecen más desvanecimientos en frecuencia, a pesar de que el ancho de banda de coherencia aumenta ligeramente con la distancia, tal y como se ha comentado anteriormente.

Además, se observa que los valores de varianza obtenidos en el túnel simulado cerca del transmisor son comparables con los obtenidos en un canal con distribución Rayleigh, cuyos valores son 1, 0.25 y 0.06 para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4, respectivamente. Sin embargo, no se puede decir lo mismo lejos del transmisor ya que la varianza de la potencia en el túnel simulado aumenta considerablemente llegando a alcanzar valores superiores a 4.

Para comparar entre las distintas bandas, a continuación, se presenta para la configuración 4x4 (ya que el comportamiento es muy parecido en las 3 configuraciones) la varianza de la potencia para cada una de las 3 bandas de frecuencias.

#### 4x4

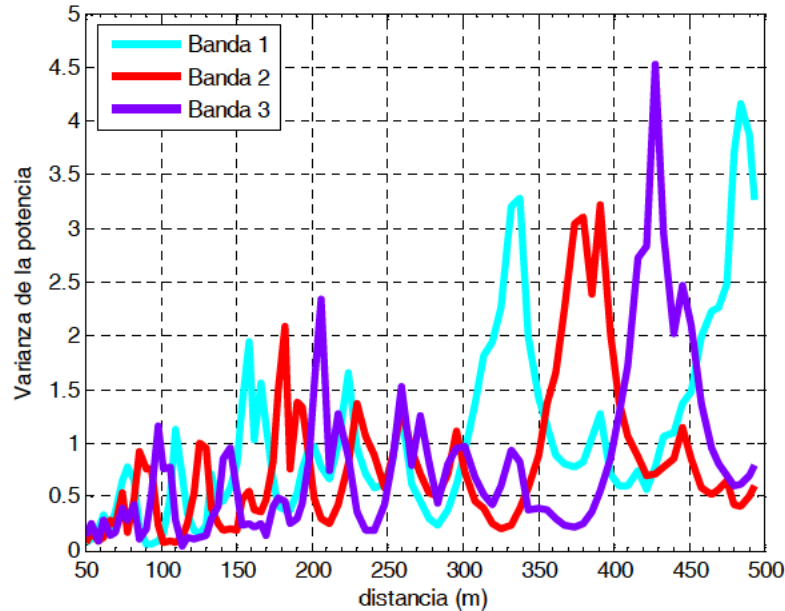


Figura 4.9: Varianza de la potencia para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Simulado.

En la Fig. 4.9 se observa que la varianza de la potencia obtenida aumenta a frecuencias mayores. Ello es debido a que a mayores frecuencias, variaciones frecuenciales provocan desvanecimientos mayores en frecuencia.

#### 4.2.2 Potencia recibida constante

En este apartado se van a estudiar los resultados obtenidos cuando se utilizan los algoritmos VBLAST-OFDM y OSTBC/QSTBC-OFDM en un entorno simulado tipo túnel haciendo uso de un simulador de trazado de rayos y considerando la potencia recibida media constante asumiendo una SNR en recepción igual a 10 dB.

Para estudiar la eficiencia de dichos algoritmos se obtiene la BER en función de la distancia para cada una de las tres bandas estudiadas. Además, dicha BER se calcula para las configuraciones MIMO 2x2 y 4x4 cogiendo como referencia la configuración SISO

(1x1). También, los resultados se comparan con los obtenidos cuando se usa un canal con una distribución Rayleigh.

Primeramente se resumen en la Tabla 4.2 los parámetros intrínsecos al canal visualizados en función de la distancia en la sección 4.2.1 para poder relacionar la BER con dichos parámetros. Además, se muestran los valores en la zona cercana al transmisor (50 m – 150 m), en la zona lejana al transmisor (400 m – 500 m) y los obtenidos promediando todo el rango de distancias (50 m – 500 m).

	2x2			4x4		
	c.n	$\rho_{rx}$	Var.	c.n	$\rho_{rx}$	Var.
<b>Banda 1</b>						
<b>50 m – 150 m</b>	3.19	0.46	0.44	19.87	0.52	0.38
<b>400 m – 500 m</b>	4.63	0.50	1.92	438.55	0.72	1.83
<b>50 m – 500 m</b>	4.07	0.49	0.95	183.95	0.65	1.03
<b>Banda 2</b>						
<b>50 m – 150 m</b>	3.71	0.49	0.49	14.81	0.46	0.35
<b>400 m – 500 m</b>	3.94	0.46	0.73	219.34	0.73	0.81
<b>50 m – 500 m</b>	3.95	0.48	0.71	94.51	0.61	0.77
<b>Banda 3</b>						
<b>50 m – 150 m</b>	3.93	0.52	0.54	13.10	0.43	0.36
<b>400 m – 500 m</b>	4.02	0.49	1.59	117.98	0.68	1.66
<b>50 m – 500 m</b>	3.93	0.48	0.73	54.76	0.58	0.75

Tabla 4.2: Parámetros intrínsecos del canal cerca y lejos del transmisor para una potencia recibida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Simulado.

En la Tabla 4.2, *Var.* es la varianza de la potencia asociada a las 128 matrices del canal, *c.n* es el *condition number* y  $\rho_{rx}$  indica el índice de la correlación media que se tiene en recepción.

Para analizar los resultados a continuación se resume en la Tabla 4.3 la BER media obtenida para cada una de las bandas y visualizada en la Figs. 4.10, 4.11 y 4.12.

BER media					
Banda 1					
	SISO	2x2 VBLAST	4x4 VBLAST	2x2 OSTBC	4x4 QSTBC
50 m – 150 m	0.144	0.051	0.070	0.060	0.028
400 m – 500 m	0.229	0.177	0.285	0.183	0.166
50 m – 500 m	0.167	0.101	0.185	0.104	0.080
Banda 2					
50 m – 150 m	0.138	0.057	0.045	0.061	0.024
400 m – 500 m	0.152	0.079	0.221	0.081	0.054
50 m – 500 m	0.152	0.080	0.147	0.082	0.054
Banda 3					
50 m – 150 m	0.142	0.065	0.041	0.067	0.026
400 m – 500 m	0.199	0.133	0.229	0.140	0.112
50 m – 500 m	0.152	0.080	0.126	0.083	0.051

Tabla 4.3: BER media para una potencia recibida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Simulado.

#### Banda 1

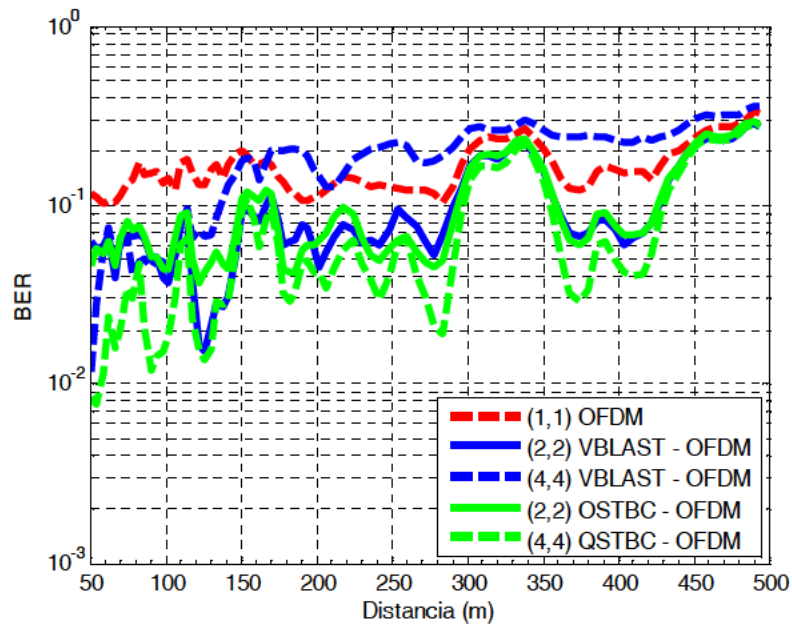


Figura 4.10: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia recibida constante (Banda 1)

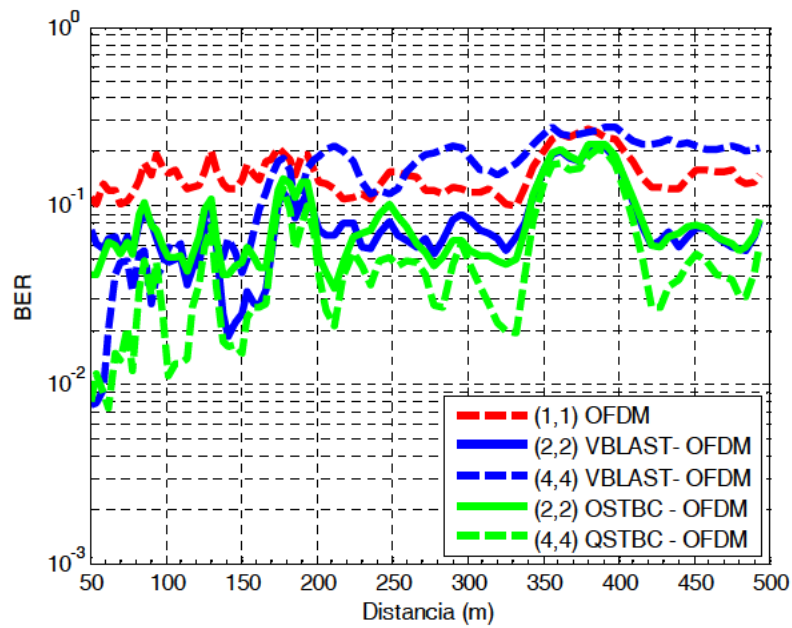
**Banda 2**

Figura 4.11: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia recibida constante (Banda 2)

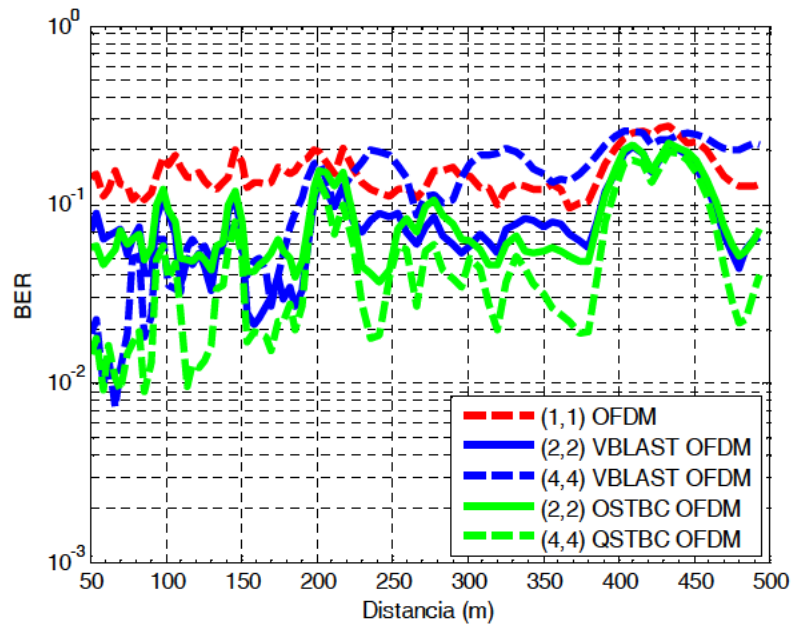
**Banda 3**

Figura 4.12: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia recibida constante (Banda 3)

En el capítulo 3 se comentó y demostró que en banda estrecha el algoritmo VBLAST está muy vinculado con el *Condition Number* y/o la correlación. De tal forma que cuando estos aumentan la BER obtenida empeora y cuando disminuyen la BER mejora. Sin embargo, los códigos OSTBC dependían de la varianza de la potencia del canal ya que el hecho de ser códigos ortogonales hace que el desvanecimiento del canal no afecte prácticamente en el comportamiento de la BER. Pero cuando se usan códigos QSTBC al perder parte de dicha ortogonalidad hace que sean más vulnerables a las variaciones del *Condition Number* y/o de la correlación, de tal forma que el BER dependía tanto de la varianza de la potencia del canal como del *Condition Number* y/o la correlación.

Sin embargo, viendo los resultados, se observa que cuando la varianza de la potencia es muy elevada, superando la unidad, también afecta al comportamiento de la BER, aun utilizando el algoritmo VBLAST. Un ejemplo de ello se tiene si se observa en la Tabla 4.3 la configuración 4x4-VBLAST, la BER media lejos del transmisor toma un valor de 0.221 y 0.229 en la banda 2 y 3, respectivamente. Sin embargo, observando la Tabla 4.2 se aprecia que el *Condition Number* para dicha configuración toma los valores 219.34 y 117.98 en la banda 2 y 3, respectivamente. Por tanto, se observa que, aún disminuyendo el *Condition Number* en la banda 3, la BER aumenta. Ello es debido a que la varianza de la potencia obtenida en dichos casos es 0.81 y 1.86 en la banda 2 y 3, respectivamente. Así pues, se observa que por un lado el *Condition Number* disminuye en la banda 3, pero por otro lado la varianza aumenta llegando a enmascarar la mejora de la BER provocada por el *Condition Number* y, finalmente, haciendo empeorar la BER.

Además, se aprecia que la configuración 2x2-OSTBC es menos eficiente que la 2x2-VBLAST, ello es debido a que el algoritmo OSTBC está muy vinculado a la varianza de la potencia que toma valores medios muy elevados 0.95, 0.71 y 0.73 en las bandas 1, 2 y 3, respectivamente.

En la Tabla 4.3 se observa que la BER media promediada entre 50 m y 500 m es mayor en la banda 1 en todas las configuraciones. Por otro lado la BER obtenida en la banda 3 es menor o igual que la obtenida en la banda 2, menos para la configuración 2x2-OSTBC ya que dicho algoritmo depende de la varianza principalmente, y en la Tabla 4.2 se observa que para la configuración 2x2 tiene un valor medio de 0.71 y 0.73 en la banda 2 y 3, respectivamente. Por tanto, se aprecia que en la banda 3 la varianza es mayor provocando una BER mayor. Sin embargo, las configuraciones que utilizan el algoritmo

VBLAST y QSTBC que dependen en gran parte del *Condition Number* y/o la correlación se observa que la BER disminuye con la frecuencia/banda utilizada.

Además, se observa que SISO siempre es la peor configuración cerca del transmisor, mientras que lejos del transmisor (a partir de unos 200 metros ver Figs. 4.10, 4.11 y 4.12) la configuración 4x4-VBLAST es la peor ya que su *Condition Number* y/o su correlación, como se observa en la Tabla 4.2, aumentan lejos del transmisor. Por ejemplo, en la banda 1 el *Condition Number* de la configuración 4x4 pasa de ser 19.87 cerca del transmisor a ser 438.55 lejos del transmisor y la correlación de ser 0.52 a ser 0.72, implicando un empeoramiento de la BER media ya que pasa de 0.070 cerca del transmisor a 0.285 lejos del transmisor. Sin embargo, en el caso SISO la BER media lejos del transmisor vale 0.229.

Por otro lado, se observa en la Tabla 4.3 que la mejor configuración es siempre la 4x4-QSTBC obteniendo una BER media de 0.080, 0.054 y 0.051 en las bandas 1, 2 y 3, respectivamente, mejorando los resultados obtenidos con la configuración SISO considerablemente cuyos valores son 0.167, 0.152 y 0.152 en las bandas 1, 2 y 3, respectivamente. Por tanto, se observa una mejora de la BER media en un factor de  $10^{-1}$  en las tres bandas respecto la BER obtenida con la configuración SISO.

Comentar también que en todas las configuraciones y en todas las bandas de frecuencias a medida que el receptor se aleja del transmisor la BER siempre empeora ya que tanto el *Condition Number*, como la correlación y la varianza empeoran con la distancia (ver Tabla 4.2).

Finalmente, los resultados se comparan con los equivalentes en un entorno con distribución Rayleigh, cuyos valores obtenidos se indican en la siguiente tabla:

	2x2		4x4	
Algoritmo	VBLAST	OSTBC	VBLAST	QSTBC
BER	0.048	0.044	0.010	0.007

Tabla 4.4: BER obtenida utilizando un canal con distribución Rayleigh para cada una de las configuraciones estudiadas.

Por tanto, comparando los resultados de la BER del caso Rayleigh (Tabla 4.4) con los obtenidos en el túnel simulado (Tabla 4.3), se observa que las configuraciones cuya BER más se parece a la obtenida en el caso Rayleigh son la 2x2-VBLAST y la 2x2-



OSTBC y únicamente cerca del transmisor. Ello es debido a que, como se ha comentado, lejos del transmisor el *Condition Number* y/o la correlación y la varianza de la potencia empeoran considerablemente en el caso Simulado.

#### 4.2.3 Potencia transmitida constante

En este apartado se van a estudiar los resultados obtenidos cuando se utilizan los algoritmos VBLAST-OFDM y OSTBC/QSTBC-OFDM en un entorno simulado tipo túnel, haciendo uso de un simulador que utiliza trazado de rayos y considerando que la potencia transmitida es constante. Esta potencia ha sido elegida para que a 500 metros del transmisor la SNR sea igual a 10 dB en la banda 3 del estándar MB-OFDM UWB (4224 MHz – 4752 MHz). Para estudiar la eficiencia de dichos algoritmos se obtiene la BER en función de la distancia para cada una de las 3 bandas. Además, dicha BER se calcula para las configuraciones MIMO 2x2 y 4x4 cogiendo como referencia la configuración SISO (1x1).

Primeramente se indica en la Fig. 4.13 la SNR media obtenida en función de la distancia y para cada una de las bandas estudiadas. Comentar que para obtener dicha SNR se ha tenido en cuenta la matriz 12x12x128 asociada a cada banda y para cada una de las distancias.

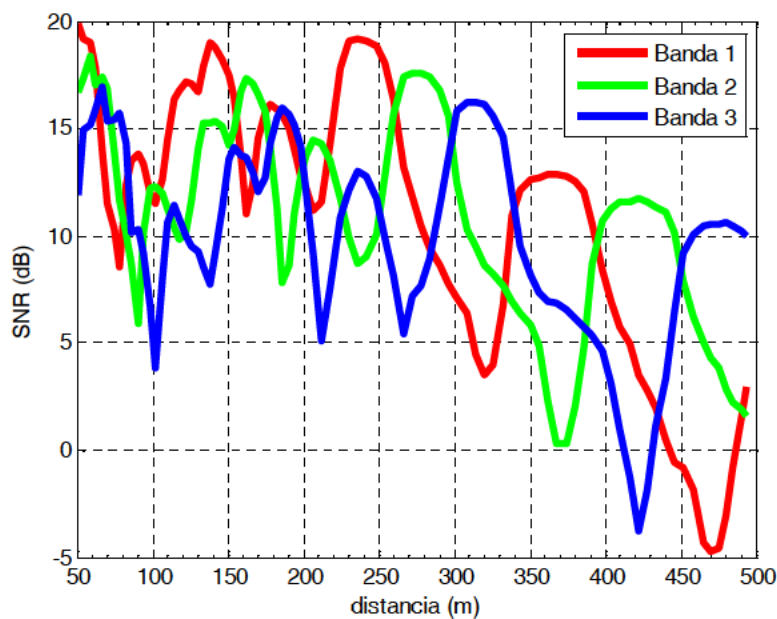


Figura 4.13: SNR en función de la distancia para cada una de las bandas y para el caso Simulado. Potencia transmitida constante.

En la Fig. 4.13 se aprecia que la forma que describe la SNR a lo largo de la distancia es oscilante marcando unos máximos y unos mínimos para cada banda de frecuencias, pero en media se observa que en las tres bandas la SNR es decreciente con la distancia. Para analizar mejor los resultados en la Tabla 4.5 se resume la SNR media obtenida para cada una de las bandas y para la zona cercana al transmisor (50 m – 150 m), la zona lejana (400 m – 500 m) y la SNR media promediando todas las distancias:

<b>SNR media (dB)</b>			
	<b>Banda 1</b>	<b>Banda 2</b>	<b>Banda 3</b>
<b>50 m – 150 m</b>	15.3	13.1	11.3
<b>400 m – 500 m</b>	1.0	7.5	5.8
<b>50 m – 500 m</b>	11.0	11.0	10.1

Tabla 4.5: SNR media en el receptor con una potencia transmitida constante. Caso Simulado.

En la Fig. 4.13 se observa que no tiene sentido observar la SNR media respecto zona cercana y lejana debido a las oscilaciones que presenta la SNR con la distancia, así pues, se tiene que observar la SNR media obtenida promediando todas las distancias. Observando dicha SNR total entre 50 m – 500 m en la Tabla 4.5 se aprecia una tendencia decreciente a medida que se aumenta la frecuencia, obteniendo una SNR media de 11 dB en las bandas 1 y 2 y de 10.1 dB en la banda 3. Por tanto, se observa que en la banda 3 la SNR media es 1dB menor que en las otras dos bandas.

A continuación, en la Figs. 4.14, 4.15 y 4.16, se ilustra la BER obtenida para cada una de las bandas aplicando en cada una de las distancias la SNR indicada en la Fig. 4.13. La BER se ha calculado utilizando los algoritmos VBLAST-OFDM y STBC/QSTBC-OFDM y analizando las configuraciones 2x2 y 4x4 cogiendo como referencia el enlace SISO-OFDM.

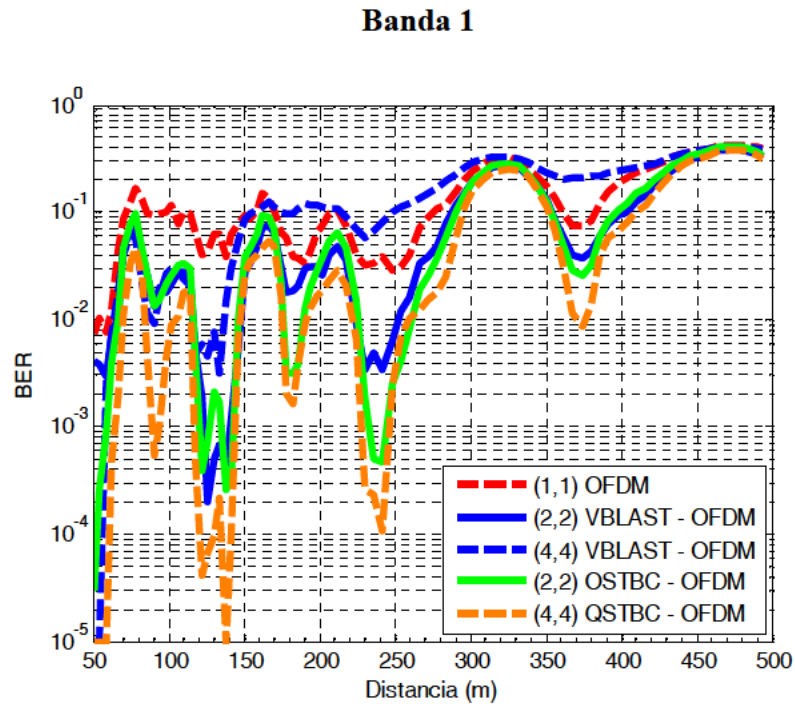


Figura 4.14: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia transmitida constante (Banda 1).

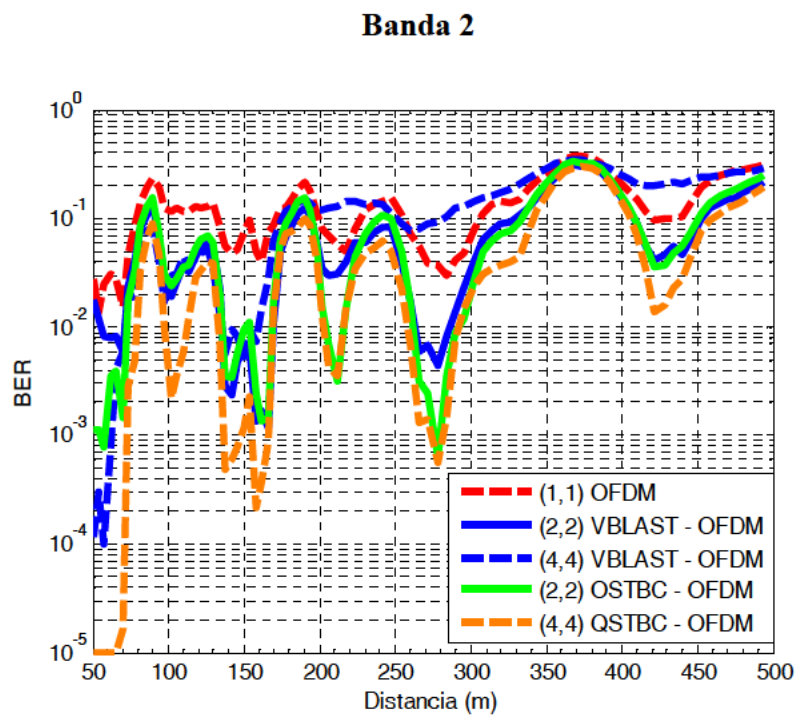


Figura 4.15: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia transmitida constante (Banda 2)

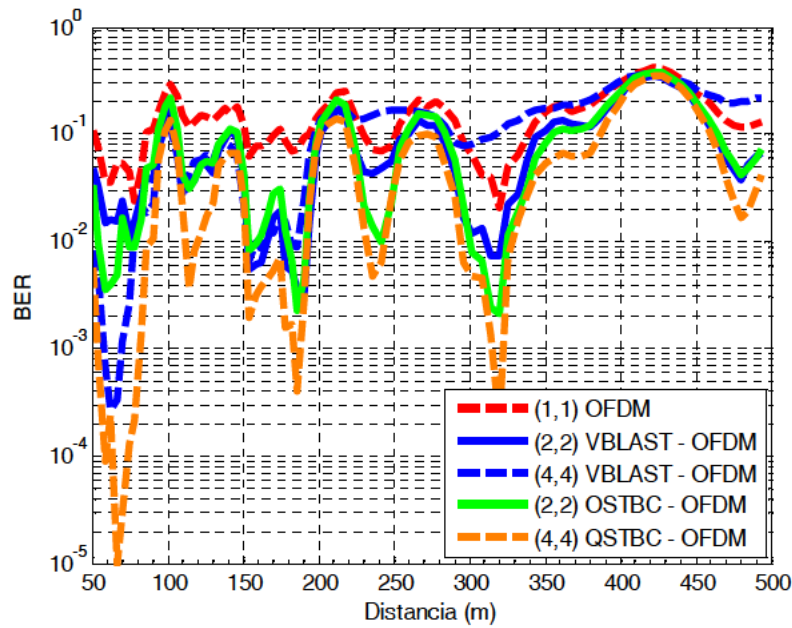
**Banda 3**

Figura 4.16: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia transmitida constante (Banda 3)

Para analizar los resultados, a continuación en la Tabla 4.6, se resume la BER media obtenida para cada una de las bandas en la zona cercana al transmisor (50m-150m) y en la zona lejana al transmisor (400m – 500m), así como la obtenida promediando todas las distancias entre 50 m y 500 m.

<b>BER media</b>					
	<b>SISO</b>	<b>2x2 VBLAST</b>	<b>4x4 VBLAST</b>	<b>2x2 OSTBC</b>	<b>4x4 QSTBC</b>
<b>Banda 1</b>					
<b>50 m – 150 m</b>	0.073	0.018	0.022	0.020	0.008
<b>400 m – 500 m</b>	0.342	0.274	0.346	0.296	0.260
<b>50 m – 500 m</b>	0.151	0.100	0.163	0.105	0.085
<b>Banda 2</b>					
<b>50 m – 150 m</b>	0.095	0.035	0.026	0.036	0.016
<b>400 m – 500 m</b>	0.200	0.119	0.242	0.133	0.096
<b>50 m – 500 m</b>	0.142	0.081	0.136	0.086	0.061
<b>Banda 3</b>					
<b>50 m – 150 m</b>	0.124	0.056	0.041	0.059	0.029
<b>400 m – 500 m</b>	0.251	0.186	0.274	0.201	0.169
<b>50 m – 500 m</b>	0.150	0.087	0.127	0.091	0.064

Tabla 4.6: BER media para una potencia transmitida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Simulado.

Fijando la potencia recibida (sección 4.2.2) se comentaba que la BER media obtenida entre 50 m y 500 m en la banda 3 era igual o menor que la obtenida en la banda 2, mientras que variando la potencia recibida se observa que menos en la configuración 4x4-VBLAST, la BER media obtenida en todas las configuraciones es mayor en la banda 3 que en la banda 2. Ello es debido a que la SNR media en la banda 3 es 1 dB menor que en la banda 2 (ver Tabla 4.5).

Sin embargo, en la configuración 4x4-VBLAST la BER media obtenida en las bandas 2 y 3 es 0.136 y 0.127, respectivamente, observando que es mejor en la banda 3. Esto es así debido a que el algoritmo VBLAST es muy dependiente del *Condition Number*, el cual su valor medio en las bandas 2 y 3 para la configuración 4x4 (Tabla 4.2) es 94.51 y 54.76, respectivamente. Por tanto, se observa que es mucho mejor en la banda 3 provocando que la BER disminuya tanto que aunque la SNR sea 1 dB menor en dicha banda ello no sea suficiente para enmascarar la mejora de la BER provocada por el *Condition Number*.

También se observa que la BER aumenta con la distancia ya que en este caso la SNR empeora con la distancia, es decir, disminuye con la distancia como se puede observar en la Tabla 4.5. También se observa que cerca del transmisor siempre es mejor usar MIMO que SISO, mientras que lejos del transmisor la BER obtenida usando la configuración 4x4-VBLAST pasa a ser peor que la obtenida con SISO para distancias mayores a 170 - 220 metros del transmisor dependiendo de la banda.

Finalmente, se observa que siempre es mejor usar la configuración 4x4-QSTBC ya que un aumento del *Condition Number* y/o la correlación le influye mucho menos que cuando se usa el algoritmo VBLAST, tal y como sucedía en el estudio realizado en banda estrecha en el capítulo 3.

### 4.3 Estudio experimental en un túnel real

En este apartado se estudia el uso de OFDM en conjunto con técnicas MIMO en un túnel mediante medidas experimentales. En este caso, en adelante caso Real, se utilizarán las matrices medidas a diferentes frecuencias para transmitir los símbolos correspondientes a cada esquema de transmisión.

La campaña de medidas se ha descrito en la sección 2.8 del capítulo 2 de la presente tesis. No obstante, comentar que para obtener la respuesta del canal MIMO, se utilizaron dos arrays virtuales, uno en transmisión y otro en recepción. Estos arrays

virtuales se consiguieron mediante un sistema mecánico de posicionamiento que desplazaba de derecha a izquierda las antenas para tomar las medidas en las diferentes posiciones tanto en transmisión como en recepción.

Para realizar el estudio en banda ancha se parte de las medidas realizadas en 12 posiciones, tanto en transmisión como en recepción, y todas en polarización vertical. Además, en la campaña de medidas se midieron 89 distancias del receptor diferentes entre 50 m y 500 m del túnel obteniendo para cada posición una matriz MIMO 12x12. Comentar que se barrieron 1601 frecuencias entre 2.8 GHz y 5 GHz.

En este apartado los resultados se han centrado en las mismas bandas de frecuencias que en el caso Simulado. Siendo estas las definidas para el grupo 1 del estándar MB-OFDM UWB. El ancho de banda de cada banda, como se ha comentado anteriormente, es de 528 MHz dividido en 128 subportadoras separadas 4.125 MHz. Dichas bandas son la banda 1 (3168 MHz – 3696 MHz), la banda 2 (3696 MHz – 4224 MHz) y la banda 3 (4224 MHz – 4752 MHz). Por ello, para obtener las matrices del canal a partir de las medidas experimentales se han tenido que interpolar las medidas para obtener las matrices del canal para las bandas comentadas.

A continuación, primeramente se estudia la eficiencia de los algoritmos VBLAST-OFDM y OSTBC/QSTBC-OFDM suponiendo que la potencia transmitida es constante y, en segundo lugar, suponiendo que la potencia recibida es constante. Para ello, inicialmente se hace un estudio del comportamiento de los parámetros intrínsecos asociados a las matrices del canal en función de la distancia, la banda de frecuencia y, todo ello, para cada una de las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4.

#### 4.3.1 Parámetros intrínsecos de la propagación en túneles a partir de las medidas

En este apartado se van a indicar y estudiar los parámetros intrínsecos asociados a las matrices del canal para cada una de las bandas estudiadas. Dichos parámetros son el *Condition Number*, la correlación media en recepción y la varianza de la potencia asociada a las 128 matrices del canal que se corresponden con cada una de las subportadoras OFDM estudiadas.

#### 4.3.1.1 *Condition Number*

A continuación se indica el *Condition Number* obtenido para cada una de las bandas y para las configuraciones 2x2 y 4x4 en función de la distancia. En la sección 2.2.2.1 del capítulo 2 se explica cómo se ha calculado dicho *Condition Number*. Remarcar que un *Condition Number* menor implica que el canal es más dispersivo, y la energía se esparce por más canales/caminos.

Observando las Figs. 4.17 y 4.18 se puede decir que la banda de frecuencia no influye prácticamente en el comportamiento del *Condition Number* cuando se trata del caso Real. Además, observando la configuración 2x2 se observa que el *Condition Number* toma valores entre 3 y 10 obteniendo una media de 5 entre todas las distancias. Ello implica que dichos valores son comparables con los que se obtendrían con una distribución Rayleigh cuyo valor para una configuración 2x2 es 4.43. Sin embargo, se aprecia que la configuración 4x4 aumenta con la distancia tomando valores entre 10 y 300, observando que únicamente en los 100 primeros metros se aproximarían al caso con una distribución Rayleigh cuyo valor es 10.84.

Desde un punto de vista físico, dicho comportamiento se puede explicar mediante la teoría modal viendo el número de modos electromagnéticos que se propagan en el túnel. Como se detalla en [Mol09d], cada antena transmisora excita un número de modos híbridos  $EH_{nm}$  que se propagan por el túnel con diferente fase y atenuación. Los modos de mayor orden sufren una atenuación mayor con la distancia y, por ello, el número de modos activos que contribuyen a la potencia total recibida es menor a mayores distancias. Ello provoca que tanto el *Condition Number* como la correlación aumenten con la distancia, viéndose un efecto mayor en la configuración 4x4 ya que la distancia entre antenas es de 9 cm, mientras que, en la configuración 2x2 dicha distancia es de 27 cm.

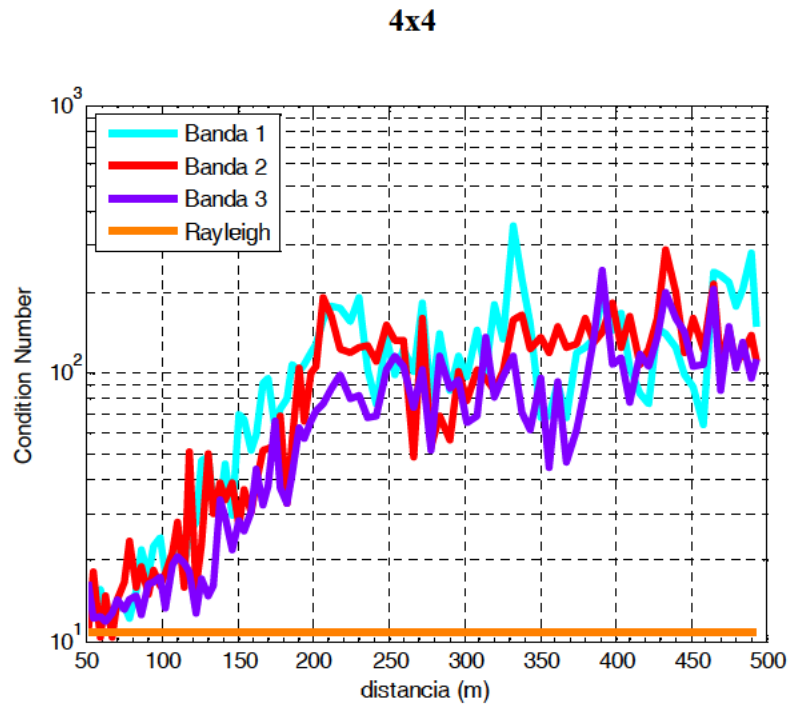


Figura 4.17: *Condition Number* medio para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Real.

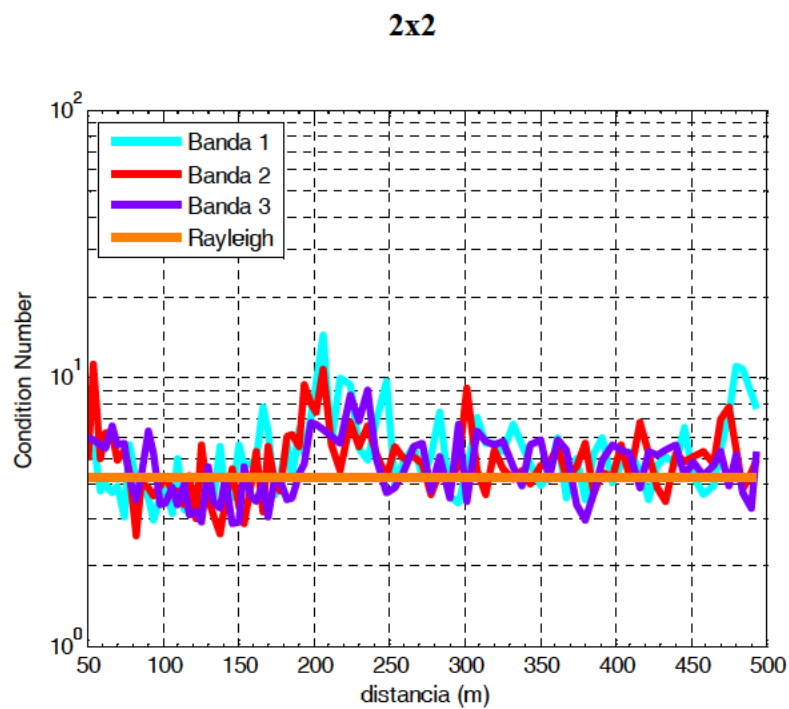


Figura 4.18: *Condition Number* medio para la configuración 2x2 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Real.



#### 4.3.1.2 Correlación entre antenas

A continuación se indica la correlación media en recepción obtenida para cada una de las bandas de frecuencia en función de la distancia y la configuración de antenas. En la sección 2.2.2.2 del capítulo 2 se explica cómo se ha calculado dicha correlación. Remarcar que una correlación menor implica un canal menos correlado y, por tanto, más dispersivo.

Observando las Figs. 4.19 y 4.20 se puede decir que la banda de frecuencia no influye prácticamente en el comportamiento de la correlación. Además, observando la configuración 2x2 se observa que la correlación no tiene una tendencia clara con la distancia y toma valores entre 0.4 y 0.7 obteniendo una media de 0.57 entre todas las distancias. Sin embargo, se aprecia que en la configuración 4x4 la correlación aumenta con la distancia tomando valores entre 0.4 y 0.85. La razón por la que sucede esto es la misma que se ha explicado para el caso del *Condition Number*, sección 4.3.1.1.

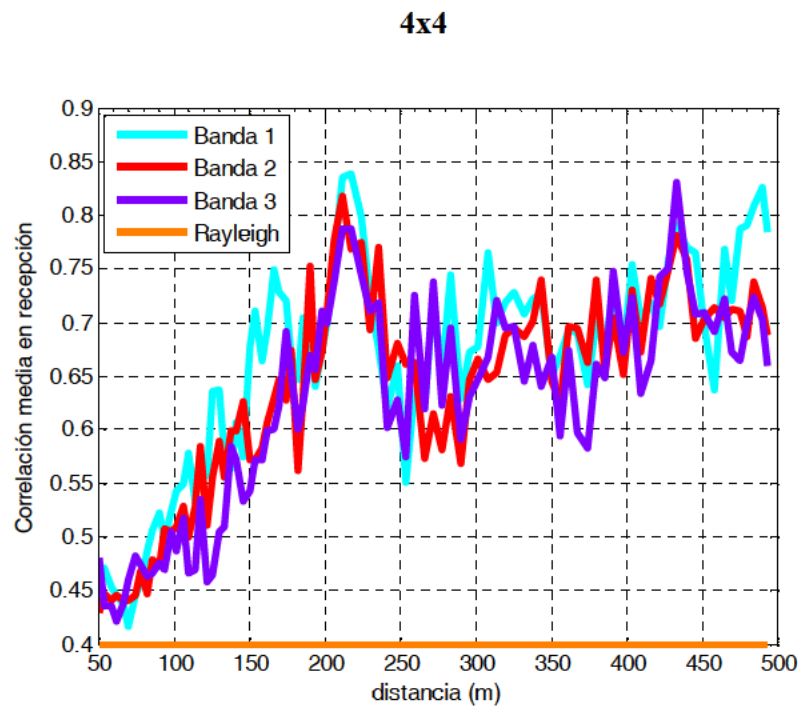


Figura 4.19: Correlación media en recepción para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Real.

También se observa que en la configuración 4x4, en los primeros 100 m la correlación se aproxima a la que se obtendría con una distribución Rayleigh, cuyo valor para una configuración 4x4 es 0.4. Sin embargo, se observa que la correlación media para

la configuración 2x2 sí que se aproxima bastante a la obtenida en el caso de un canal con distribución Rayleigh cuyo valor es 0.52.

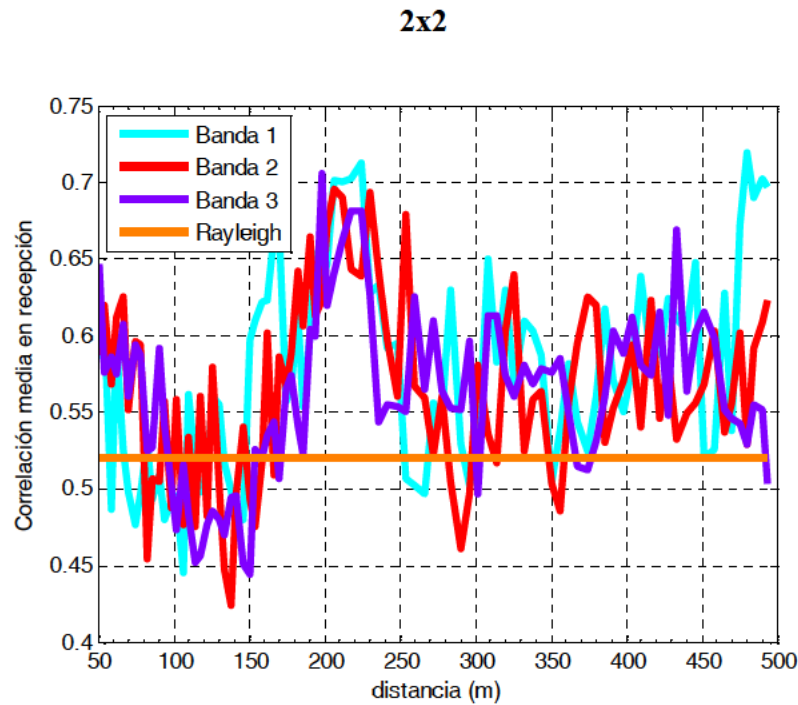


Figura 4.20: Correlación media en recepción para la configuración 2x2 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Real.

#### 4.3.1.3 Varianza de la potencia media recibida

A continuación se indica la varianza de la potencia media asociada al canal simulado para cada una de las bandas en función de la distancia y para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4. En la sección 2.2.2.4 del capítulo 2 se explica cómo se ha calculado dicha varianza. Remarcar que la varianza de la potencia está referida a la varianza de las potencias asociadas a las 128 matrices del canal asociadas a cada una de las subportadoras. Además, comentar que si la varianza es menor significa que las potencias son más parecidas y más cercanas a la potencia normalizada, es decir, a 1. Sin embargo, si la varianza aumenta significa que las potencias divergen más y, por tanto, mayor desvanecimiento en frecuencia.

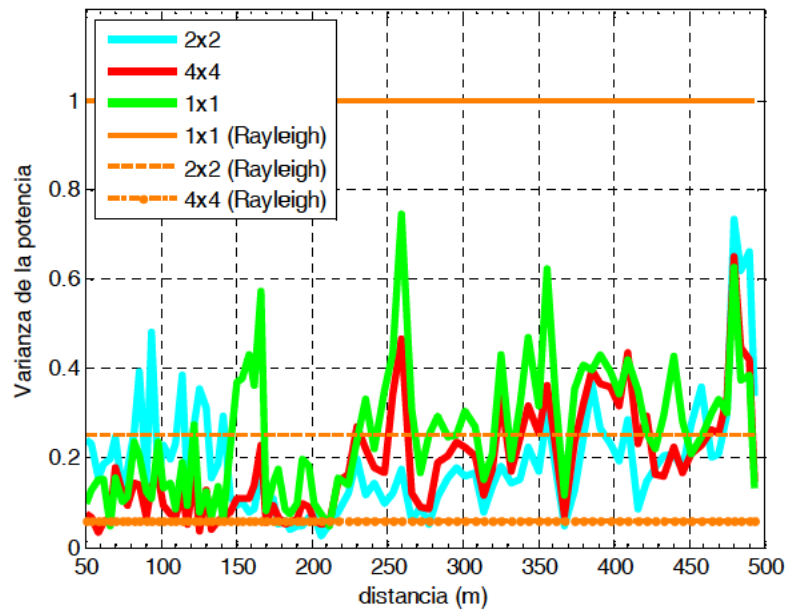
**Banda 1**

Figura 4.21: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 1).

Caso Real.

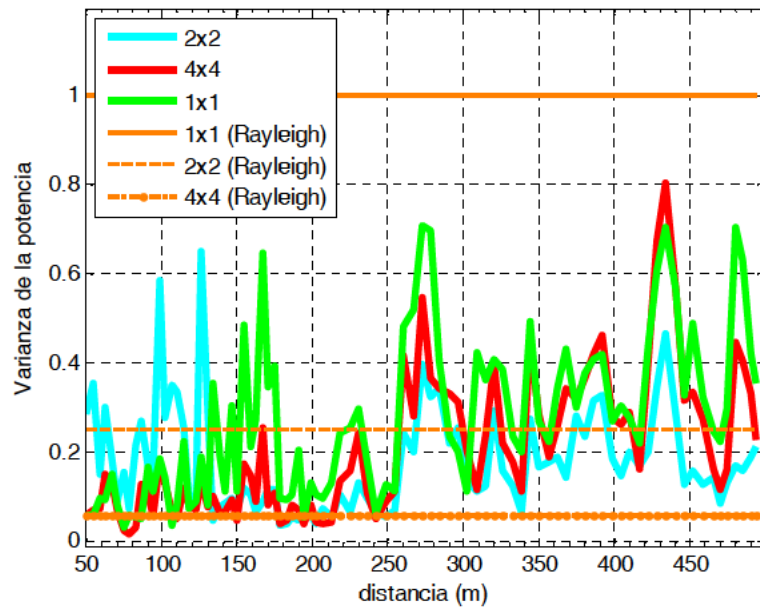
**Banda 2**

Figura 4.22: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 2).

Caso Real.

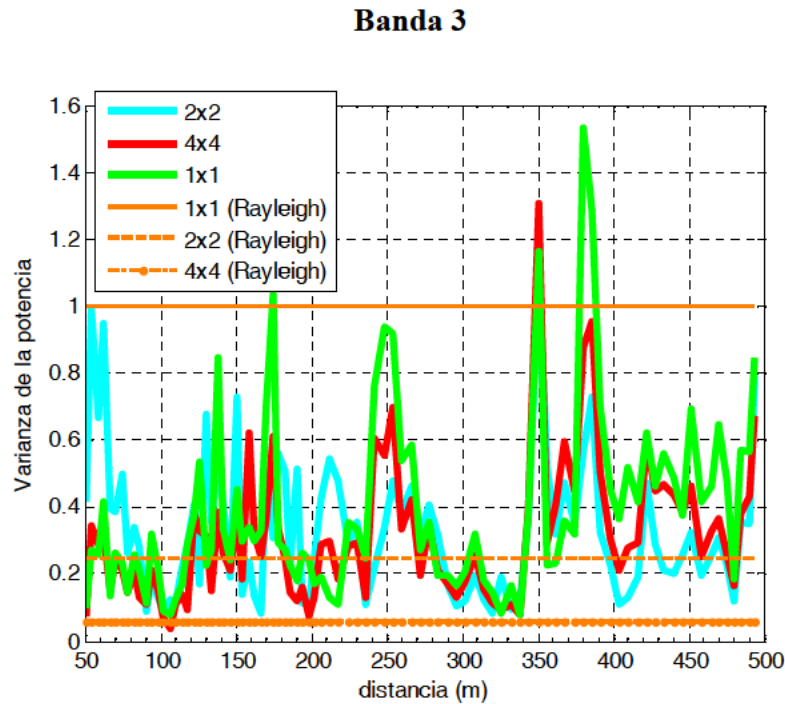


Figura 4.23: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 3).

#### Caso Real.

Observando las Figs. 4.21, 4.22 y 4.23 donde se indica la varianza de la potencia para las bandas 1, 2 y 3, respectivamente, se aprecia que la varianza depende de la distancia al transmisor, observándose un ligero aumento a mayor distancia debido a que los ángulos de llegada están más juntos temporalmente [Gar11], provocando mayores desvanecimientos en frecuencia.

Además, se observa que los valores de la varianza obtenidos en el túnel real son menores que uno, siendo ello una diferencia clara con los valores obtenidos en el túnel simulado en el que se alcanzaban valores iguales a 4 lejos del transmisor.

También se observa que las varianzas obtenidas son comparables con las obtenidas en un canal con distribución Rayleigh cuyos valores son 1, 0.25 y 0.06 para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4, respectivamente.

Para comparar entre las distintas bandas, a continuación, se presenta para la configuración 4x4 (ya que el comportamiento es muy parecido en las 3 configuraciones) la varianza de la potencia para cada una de las 3 bandas de frecuencias.

4x4

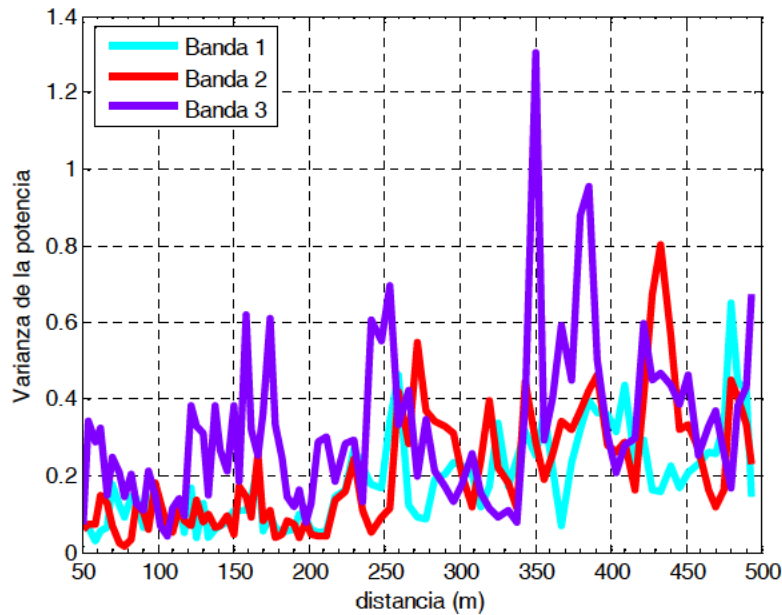


Figura 4.24: Varianza de la potencia para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Real.

En la Fig. 4.24 se observa la varianza de la potencia obtenida en cada una de las bandas para la configuración 4x4, apreciando que dicha varianza aumenta a frecuencias mayores obteniendo unos valores máximos de 0.65, 0.8 y 1.3 en las bandas 1, 2 y 3, respectivamente. De nuevo observamos un ligero incremento de la varianza tanto en distancia como al aumentar la frecuencia (cambio de la banda 1 a la 3). La explicación es la misma que en el caso Simulado (ver sección 4.2.1.3).

Es importante resaltar que si se compara con la varianza de la potencia obtenida en el caso Simulado para la configuración 4x4 (Fig. 4.9), la varianza obtenida en el caso Real es mucho menor que en el caso Simulado en el que se alcanzaban varianzas superiores a 3 en las tres bandas de frecuencia.

#### 4.3.2 Potencia recibida constante

En este apartado se van a estudiar los resultados obtenidos cuando se utilizan los algoritmos VBLAST-OFDM y OSTBC/QSTBC-OFDM en un entorno real tipo túnel y considerando que la potencia recibida media es constante fijando la SNR igual a 10 dB.

Para estudiar la eficiencia de dichos algoritmos se obtiene la BER en función de la distancia para cada una de las bandas. Además, dicha BER se calcula para las

configuraciones MIMO 2x2 y 4x4 cogiendo como referencia la configuración SISO (1x1). También, los resultados se comparan con los obtenidos cuando se usa un canal con una distribución Rayleigh.

Para analizar los resultados mejor, se resume en la Tabla 4.7 la BER media obtenida en las bandas 1, 2 y 3 y visualizada en las Figs. 4.25, 4.26 y 4.27, respectivamente. Además, se indica en la zona cercana al transmisor (50 m – 150 m), en la zona lejana al transmisor (400 m – 500 m) y la obtenida promediando todo el rango de distancias (50 m – 500 m).

<b>BER media</b>					
<b>Banda 1</b>					
	<b>SISO</b>	<b>2x2 VBLAST</b>	<b>4x4 VBLAST</b>	<b>2x2 OSTBC</b>	<b>4x4 QSTBC</b>
<b>50 m – 150 m</b>	0.134	0.047	0.046	0.044	0.010
<b>400 m – 500 m</b>	0.118	0.067	0.200	0.044	0.019
<b>50 m – 500 m</b>	0.123	0.056	0.135	0.041	0.015
<b>Banda 2</b>					
<b>50 m – 150 m</b>	0.127	0.049	0.040	0.044	0.000
<b>400 m – 500 m</b>	0.130	0.053	0.190	0.041	0.021
<b>50 m – 500 m</b>	0.123	0.052	0.119	0.041	0.016
<b>Banda 3</b>					
<b>50 m – 150 m</b>	0.132	0.056	0.038	0.052	0.015
<b>400 m – 500 m</b>	0.129	0.057	0.183	0.046	0.025
<b>50 m – 500 m</b>	0.126	0.057	0.112	0.048	0.020

Tabla 4.7: BER media para una potencia recibida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Real.

A continuación, de igual forma, se resumen en la Tabla 4.8 los parámetros intrínsecos al canal visualizados en función de la distancia en la sección 4.3.1 para poder relacionar la BER con dichos parámetros. Donde  $Var.$  es la varianza de potencia asociada a las 128 matrices del canal promediadas,  $c.n$  es el *Condition Number* y  $\rho_{rx}$  indica el índice de la correlación media que se tiene en recepción.

	2x2			4x4		
	c.n	$\rho_{rx}$	Var.	c.n	$\rho_{rx}$	Var.
<b>Banda 1</b>						
50 m – 150 m	4.06	0.51	0.22	25.21	0.52	0.09
400 m – 500 m	5.89	0.61	0.22	152.31	0.74	0.29
50 m – 500 m	5.33	0.57	0.19	100.01	0.65	0.17
<b>Banda 2</b>						
50 m – 150 m	4.42	0.53	0.22	22.86	0.50	0.08
400 m – 500 m	5.12	0.57	0.19	149.94	0.71	0.34
50 m – 500 m	4.98	0.56	0.18	89.39	0.63	0.20
<b>Banda 3</b>						
50 m – 150 m	4.35	0.52	0.38	17.30	0.48	0.21
400 m – 500 m	4.81	0.57	0.27	125.61	0.70	0.37
50 m – 500 m	4.77	0.56	0.33	70.12	0.61	0.31

Tabla 4.8: Parámetros intrínsecos del canal para una potencia recibida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Real.

En la Tabla 4.7 se observa que la BER es prácticamente independiente de la banda de frecuencia, aunque se aprecia un ligero empeoramiento en la banda 3 en aquellas configuraciones que tienen un vínculo mayor con la varianza de la potencia, ya que esta empeora con la frecuencia (ver Tabla 4.8). Por ejemplo, se observa que en la configuración 2x2-OSTBC se obtiene una BER media entre 50 m y 500 m de 0.041 en las bandas 1 y 2, mientras que en la banda 3 su valor es 0.048, observando un empeoramiento de 0.007 respecto a las bandas 1 y 2.

Por tanto, ya que la diferencia entre bandas es insignificante, para analizar los resultados se puede coger como referencia la banda 1. Así pues se observa que SISO siempre es la peor configuración cerca del transmisor, mientras que lejos del transmisor (a partir de 200 metros ver Figs. 4.25, 4.26 y 4.27) la configuración 4x4-VBLAST es la peor. Ello es debido a que el *Condition Number* y/o la correlación como se observa en la Tabla 4.8 aumentan lejos del transmisor pasando de 25.21 cerca del transmisor a 152.31 lejos del transmisor en el caso del *Condition Number* y de 0.52 a 0.74 en el caso de la correlación. Por otro lado, se observa en la Tabla 4.7 que la mejor configuración es siempre la 4x4-QSTBC obteniendo una BER en la banda 1 de 0.010 y 0.019 cerca y lejos del transmisor, respectivamente, mejorando los resultados obtenidos con la configuración SISO considerablemente cuyos valores son 0.134 y 0.118 cerca y lejos del transmisor, respectivamente, observando una mejora de la BER alrededor de  $10^{-1}$ .

Respecto la configuración 2x2-OSTBC se observa que no empeora con la distancia prácticamente, obteniendo un valor medio de la BER de 0.044. Ello es debido a que la varianza de la potencia, tal y como se observa en la Tabla 4.8, es la misma tanto cerca como lejos del transmisor siendo su valor igual a 0.22. Además, también se aprecia en la Tabla 4.7 que la BER obtenida con la configuración 2x2-OSTBC en la zona cercana es prácticamente igual a la obtenida con la configuración 2x2-VBLAST. Sin embargo, dicha configuración 2x2-OSTBC lejos del transmisor es mejor que la 2x2-VBLAST. Ello es así ya que viendo la Tabla 4.8 se observa que el *Condition Number* y/o la correlación en la configuración 2x2 aumentan con la distancia y dicho efecto hace que empeore la BER obtenida con la configuración 2x2-VBLAST ya que dicho algoritmo está muy vinculado a las variaciones de dichos parámetros.

Finalmente, si se comparan los resultados obtenidos suponiendo un canal con distribución Rayleigh (ver Tabla 4.4) con los obtenidos en el túnel real (Tabla 4.7), se observa que con la configuración 2x2, si se usa OSTBC la BER obtenida en el túnel real es equivalente a la obtenida con la distribución Rayleigh. Sin embargo, utilizando el algoritmo VBLAST cerca del transmisor sí que se obtienen resultados equivalentes, mientras que lejos del transmisor en el túnel real la BER aumenta alcanzando un valor de 0.067 debido a que el *Condition Number* y/o la correlación aumentan cuando la distancia al transmisor aumenta. Por otro lado, usando la configuración 4x4 se observa que en el túnel real la BER obtenida usando VBLAST aumenta hasta alcanzar un valor de  $2 \cdot 10^{-1}$  lejos del transmisor siendo este valor, por tanto, mucho mayor que el obtenido en el caso Rayleigh cuyo valor es  $10^{-2}$ . Sin embargo, usando QSTBC se obtiene una BER en el túnel real igual a  $10 \cdot 10^{-3}$  y  $19 \cdot 10^{-3}$  cerca y lejos del transmisor, respectivamente, siendo unos valores ligeramente distintos a la BER obtenida en el caso Rayleigh cuyo valor es  $7 \cdot 10^{-3}$ .



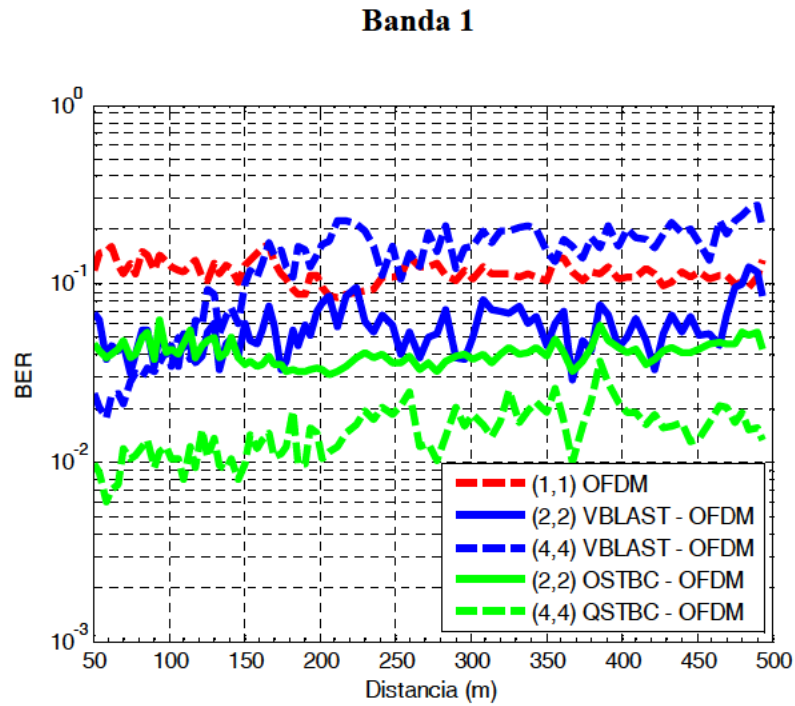


Figura 4.25: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia recibida constante  
(Banda 1)

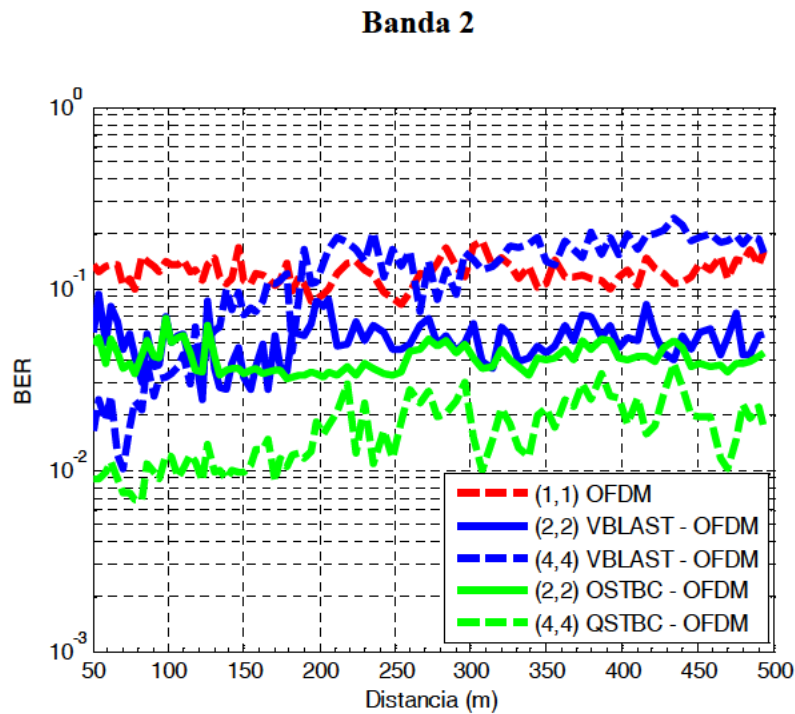


Figura 4.26: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia recibida constante  
(Banda 2)

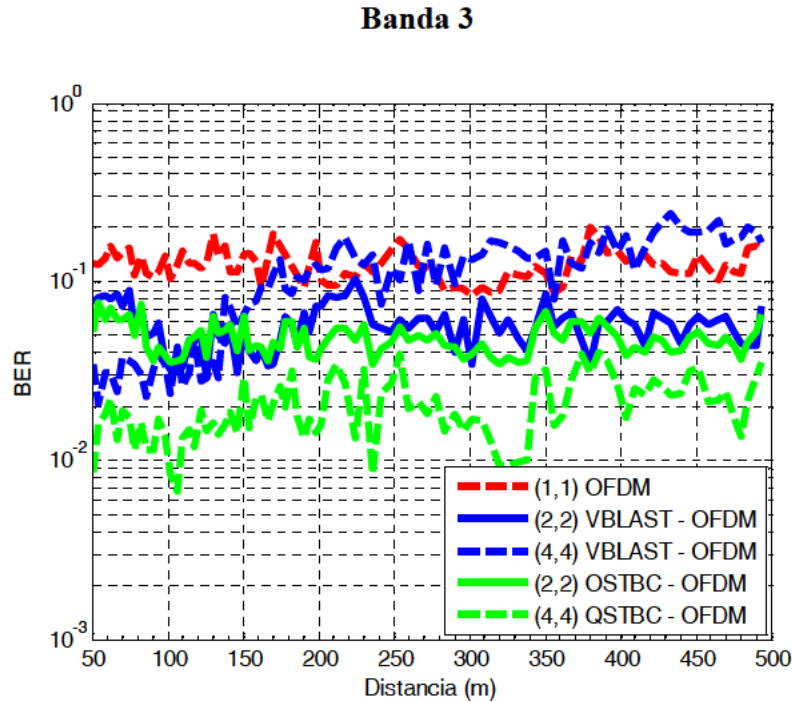


Figura 4.27: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia recibida constante  
(Banda 3)

#### 4.3.3 Potencia transmitida constante

En este apartado se van a estudiar los resultados obtenidos cuando se utilizan los algoritmos VBLAST-OFDM y OSTBC/QSTBC-OFDM en un entorno real tipo túnel y considerando que la potencia transmitida es constante. Esta potencia ha sido elegida para que a 500 metros del transmisor la SNR sea igual a 10 dB en la banda 3 del estándar MB-OFDM UWB (4224 MHz – 4752 MHz). Para estudiar la eficiencia de dichos algoritmos se obtiene la BER en función de la distancia para cada una de las 3 bandas. Además, dicha BER se calcula para las configuraciones MIMO 2x2 y 4x4 cogiendo como referencia la configuración SISO (1x1).

Primeramente se indica en la Fig. 4.28 la SNR media obtenida en función de la distancia y para cada una de las bandas estudiadas. Comentar que para obtener dicha SNR se ha tenido en cuenta la matriz 12x12x128 asociada a cada banda y para cada una de las distancias. Además, se ha fijado siempre el mismo ruido para que a 500 metros del transmisor la SNR sea igual a 10 dB en la banda 3.

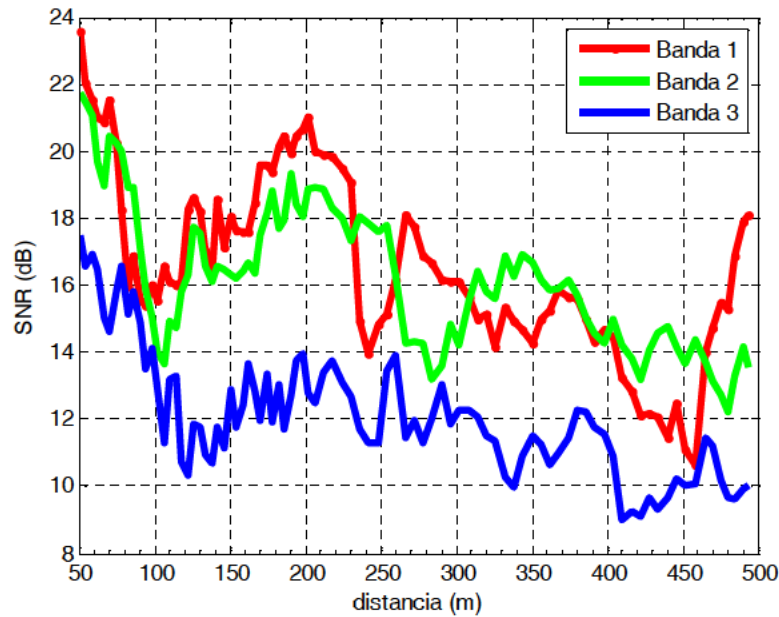


Figura 4.28: SNR en función de la distancia para cada una de las bandas y para el caso Real. Potencia transmitida constante.

En la Fig. 4.28 se aprecia que en las tres bandas la SNR disminuye con la distancia. Para analizar mejor los resultados en la Tabla 4.9 se resume la SNR media obtenida para cada una de las bandas. La SNR media se indica para la zona cercana al transmisor (50 m – 150 m), la zona lejana (400 m – 500 m) y promediando todas las distancias estudiadas (50 m – 500 m):

SNR media (dB)			
	Banda 1	Banda 2	Banda 3
50 m – 150 m	18.1	17.5	13.7
400 m – 500 m	13.9	13.8	10.0
50 m – 500 m	16.7	16.3	12.1

Tabla 4.9: SNR media en el receptor con una potencia transmitida constante. Caso Real.

En la Tabla 4.9 se observa que la SNR media obtenida en la banda 1 y 2 es prácticamente igual tanto cerca como lejos del transmisor, mientras que la SNR obtenida en la banda 3, tanto cerca como lejos del transmisor, es unos 4 dB menor con respecto a las otras dos bandas. Por otro lado, se observa que la SNR con la distancia disminuye pudiéndose decir que entre la zona cercana y la zona lejana al transmisor cae unos 4 dB en las 3 bandas.

A continuación se ilustra la BER obtenida para cada una de las bandas aplicando en cada una de las distancias la SNR indicada en la Fig. 4.28. La BER se ha calculado utilizando los algoritmos VBLAST-OFDM y STBC/QSTBC-OFDM y analizando las configuraciones 2x2 y 4x4 cogiendo como referencia el enlace SISO-OFDM.

Para analizar los resultados mejor, a continuación en la Tabla 4.10 se resume la BER media obtenida en las bandas 1, 2 y 3 y visualizada en las Figs. 4.29, 4.30 y 4.31, respectivamente. Además, se indica en la zona cercana al transmisor (50 m - 150 m), en la zona lejana al transmisor (400 m - 500 m) y promediando todas las distancias estudiadas (50 m - 500 m):

<b>BER media</b>					
	<b>SISO</b>	<b>2x2 VBLAST</b>	<b>4x4 VBLAST</b>	<b>2x2 OSTBC</b>	<b>4x4 QSTBC</b>
<b>Banda 1</b>					
<b>50 m – 150 m</b>	0.032	0.005	0.008	0.001	$10^{-4}$
<b>400 m – 500 m</b>	0.059	0.027	0.162	0.013	0.005
<b>50 m – 500 m</b>	0.036	0.012	0.083	0.004	0.001
<b>Banda 2</b>					
<b>50 m – 150 m</b>	0.037	0.007	0.007	0.002	$10^{-4}$
<b>400 m – 500 m</b>	0.067	0.020	0.160	0.007	0.003
<b>50 m – 500 m</b>	0.042	0.010	0.072	0.003	0.001
<b>Banda 3</b>					
<b>50 m – 150 m</b>	0.085	0.023	0.017	0.018	0.004
<b>400 m – 500 m</b>	0.136	0.057	0.182	0.046	0.024
<b>50 m – 500 m</b>	0.097	0.035	0.091	0.026	0.010

Tabla 4.10: BER media para una potencia transmitida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Real.

En la Tabla 4.10 se aprecia que fijando la potencia transmitida la banda de frecuencia influye considerablemente en el comportamiento de la BER, cosa que no ocurría fijando la potencia recibida. Así pues, se obtienen en las bandas 1 y 2 resultados similares, y en la banda 3 peores resultados. Ello es debido, como ya se comprobó en el estudio hecho en banda estrecha en el capítulo 3, a la influencia que tiene una SNR baja sobre el comportamiento de la BER. Por ejemplo, se observa que la BER obtenida en la zona cercana utilizando 4x4-VBLAST es 0.008 y 0.007 en las bandas 1 y 2, respectivamente, mientras que en la zona lejana es 0.162 y 0.160 en las bandas 1 y 2, respectivamente. Sin embargo, en la banda 3 la BER obtenida cerca y lejos del transmisor para dicha configuración es 0.017 y 0.182, respectivamente, viéndose claramente que la

BER empeora en la banda 3. Ello se puede explicar observando la Tabla 4.9 donde se aprecia que la SNR en la banda 3 es unos 4dB menor que en las bandas 1 y 2.

Además, también se observa que la BER aumenta con la distancia ya que fijando la potencia transmitida, la SNR empeora con la distancia, es decir, disminuye con la distancia como se puede observar en la Tabla 4.9.

Por otro lado, se observa que cerca del transmisor siempre es mejor usar MIMO que SISO, mientras que lejos del transmisor la BER obtenida usando la configuración 4x4-VBLAST pasa a ser peor que la obtenida con SISO para distancias mayores a 170 metros del transmisor.

Además, se observa que la influencia por haber disminuido la SNR en la banda 3 es más notable en la BER obtenida usando la configuración SISO y los códigos MIMO OSTBC/QSTBC. Ello es debido a que en dichos casos, como ya se ha deducido a lo largo de la tesis, el *Condition Number* y/o la correlación no influyen o influyen muy poco como es el caso de los códigos QSTBC. Por ello aunque se hayan perdido unos 4 dB de SNR en la banda 3 con respecto a las otras bandas, cuando se usa el algoritmo VBLAST dicha pérdida tiene una influencia menor ya que, como se puede comprobar en la Tabla 4.8, el *Condition Number* y/o la correlación mejoran en la banda 3. Es por ello que la pérdida de SNR provoca también un aumento de la BER cuando se usa VBLAST, pero con una proporción menor que cuando se usan los códigos OSTBC/QSTBC. Por ello se demuestra que utilizando VBLAST, una mejora de la BER provocada por una disminución del *Condition Number* y/o la correlación puede ser cancelada o enmascarada por una pérdida de SNR. Un ejemplo de ello se tiene cerca del transmisor usando la configuración 4x4-VBLAST en la banda 3, donde la BER obtenida es sobre  $10^{-2}$  mayor que la obtenida en las bandas 1 y 2, sin embargo, el *Condition Number* obtenido para la configuración 4x4 en la banda 3 es un 25% menor que el obtenido en las bandas 1 y 2.

Se observa que siempre es mejor usar en el túnel real los códigos OSTBC/QSTBC que el algoritmo VBLAST, siendo la configuración más eficiente la 4x4-QSTBC, tal y como sucedía en el estudio realizado en banda estrecha en el capítulo 3.

Finalmente, comentar que si se comparan las Tablas 4.7 y 4.10 que resumen la BER obtenida fijando la potencia recibida y fijando la potencia transmitida, respectivamente, se observa que los resultados son peores cuando se ha fijado la potencia recibida ya que la SNR es siempre igual a 10 dB, mientras que fijando la potencia transmitida la SNR es mayor o igual a 10 dB en las 3 bandas.

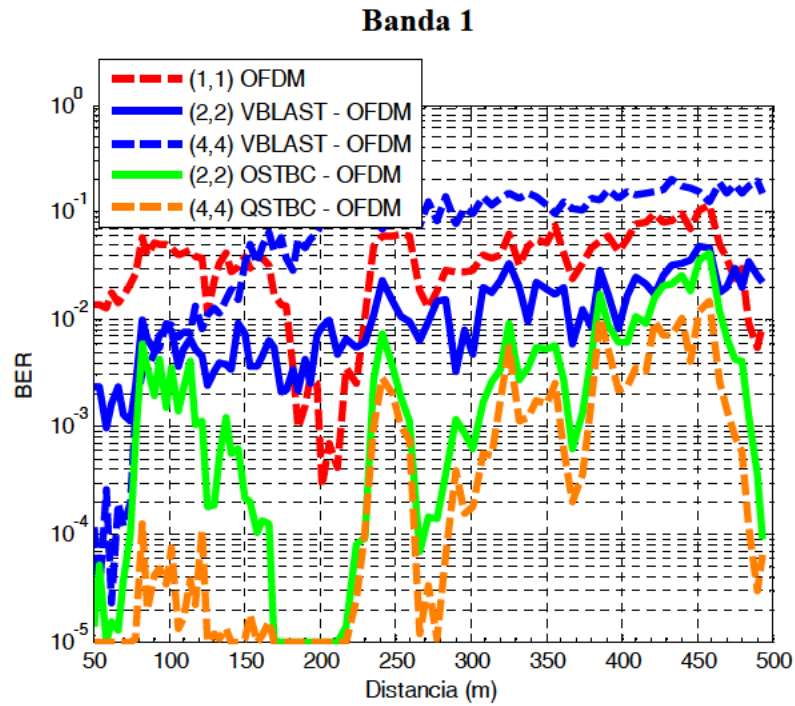


Figura 4.29: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia transmitida constante  
(Banda 1)

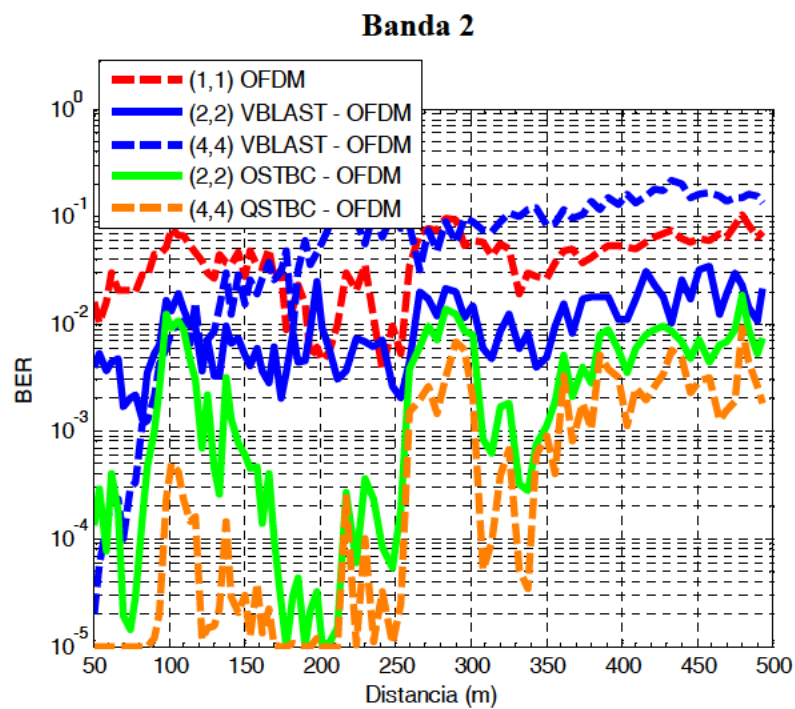


Figura 4.30: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia transmitida constante  
(Banda 2)

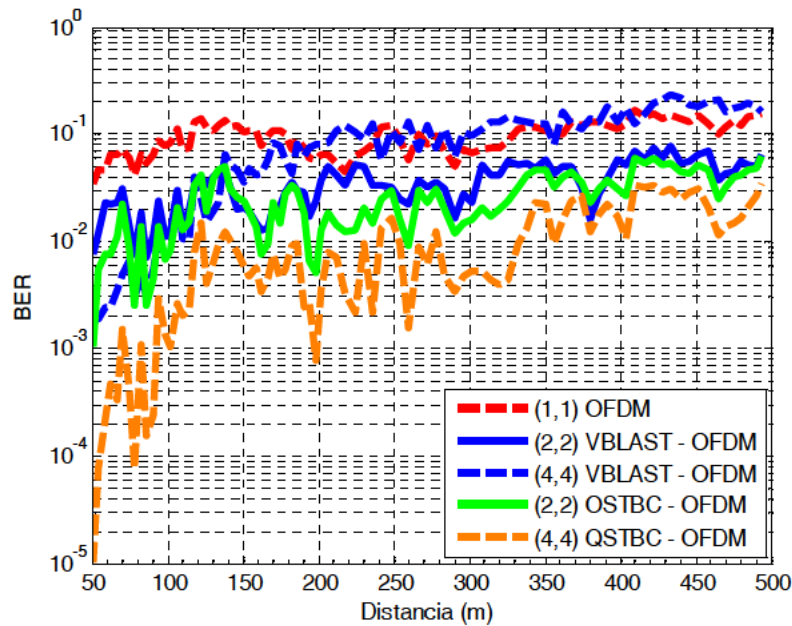
**Banda 3**

Figura 4.31: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia transmitida constante (Banda 3)

#### 4.3.3.1 Resultados obtenidos aplicando los diferentes *Time Frequency Codes* (TFC's)

El estándar MB-OFDM UWB emplea técnicas de salto en frecuencia. Para ello define los denominados códigos en tiempo y frecuencia (TFC, *Time-Frequency Code*) que son códigos donde se indica la secuencia que se tiene que seguir según el estándar para realizar dichos saltos en frecuencia.

Cada uno de los grupos de frecuencias definidos en el estándar tiene definido un conjunto de TFC's. En este caso se describen en la Tabla 4.11, los 10 TFC's definidos para el grupo 1 que es el que se estudia en este capítulo.

En la Tabla 4.11 se observa que los TFC's 1-4 juegan con las 3 bandas y se conocen como los *Time-Frequency Interleaved* (TFI), mientras que los TFC's 5-7 siempre utilizan la misma banda y se conocen como *Fixed-Frequency Interleaved* (FFI). Finalmente los TFC's 8-10 juegan con dos de las bandas y son conocidos como *Time-Frequency Interleaved 2* (TFI2).

Nº. TFC	Secuencia de bandas					
<b>1</b>	1	2	3	1	2	3
<b>2</b>	1	3	2	1	3	2
<b>3</b>	1	1	2	2	3	3
<b>4</b>	1	1	3	3	2	2
<b>5</b>	1	1	1	1	1	1
<b>6</b>	2	2	2	2	2	2
<b>7</b>	3	3	3	3	3	3
<b>8</b>	1	2	1	2	1	2
<b>9</b>	1	3	1	3	1	3
<b>10</b>	2	3	2	3	2	3

Tabla 4.11: Códigos TFC's del grupo 1 del estándar MB-OFDM UWB.

Comentar que la simulación de los TFC's no se ha realizado en la sección de potencia recibida constante ya que, como se ha comprobado, la BER era prácticamente la misma en las tres bandas. Por tanto, no tenía sentido ya que el resultado hubiese sido el mismo para los 10 TFC's.

No obstante, en el caso de la potencia transmitida constante, remarcar que por el hecho de que el canal medido en el túnel real se considera invariante en el tiempo, hay TFC's que lógicamente el resultado es el mismo. Ello ocurre con el TFC 1, el TFC 2, el TFC 3 y el TFC 4 ya que viendo la Tabla 4.11 se observa que la proporción de tiempo que tiene asignada cada banda es la misma aunque sea en intervalos de tiempo distintos.

Además, es interesante fijarse en que el TFC 5 ya ha sido utilizado para obtener los resultados en la banda 1, de la misma forma el TFC 6 se ha utilizado anteriormente para obtener los resultados en la banda 2 y finalmente, el TFC 7 se ha utilizado para obtener los resultados en la banda 3.

A continuación en la Tabla 4.12 se resumen los resultados (la BER media) obtenidos para cada una de las configuraciones estudiadas y para cada uno de los TFC's diferenciando entre la zona cercana al transmisor (50 m – 150 m) y la zona lejana al transmisor (400 m – 500 m).



BER media					
TFC	Zona	2x2 VBLAST	4x4 VBLAST	2x2 OSTBC	4x4 QSTBC
1 - 4	50 m – 150 m	0.011	0.010	0.007	0.001
	400 m – 500 m	0.034	0.168	0.022	0.010
5	50 m – 150 m	0.005	0.008	0.001	$10^{-4}$
	400 m – 500 m	0.027	0.162	0.013	0.005
6	50 m – 150 m	0.007	0.007	0.002	$10^{-4}$
	400 m – 500 m	0.020	0.160	0.007	0.003
7	50 m – 150 m	0.023	0.017	0.018	0.004
	400 m – 500 m	0.057	0.182	0.046	0.024
8	50 m – 150 m	0.005	0.007	0.001	$5 \cdot 10^{-5}$
	400 m – 500 m	0.023	0.161	0.010	0.003
9	50 m – 150 m	0.013	0.012	0.009	0.001
	400 m – 500 m	0.042	0.172	0.029	0.014
10	50 m – 150 m	0.014	0.012	0.010	0.001
	400 m – 500 m	0.038	0.171	0.026	0.013

Tabla 4.12: BER media que se obtiene aplicando los TFC's definidos en el grupo 1 del estándar MB-OFDM UWB y aplicando una potencia transmitida constante.

Por tanto viendo la Tabla 4.12, se concluye que manteniendo la potencia transmitida constante es mejor utilizar en el túnel aquellas codificaciones que no saltan a la banda 3, ya que dicha banda es la menos eficiente por tener una SNR 4dB menor que en las bandas 1 y 2. Así pues los TFC's más eficientes en el túnel serán los TFC 5, 6 y 8 ya que el 5 siempre se mantiene en la banda 1, el 6 en la banda 2 y el 8 combina las bandas 1 y 2. Por otro lado, los menos eficientes serán los TFC 7, 9 y 10 ya que el 7 siempre se mantiene en la banda 3, el 9 combina las bandas 1 y 3 y el 10 combina las bandas 2 y 3.

## 4.4 Comparativa entre los resultados obtenidos utilizando el trazador de rayos y los obtenidos utilizando las medidas experimentales

En este apartado se van a comparar los resultados obtenidos utilizando el simulador de trazado de rayos (caso Simulado) con los obtenidos utilizando las medidas obtenidas en un túnel de Francia (caso Real).

Hay que considerar que nunca se podrían obtener los mismos resultados por dos razones, primero porque el simulador de trazado de rayos simula un túnel rectangular, mientras que el túnel en el que se hizo la campaña de medidas en Francia era un túnel semicircular. Y segundo, porque en una simulación es imposible modelar todos los obstáculos e irregularidades del terreno. Por ejemplo, había una pequeña calzada en los lados del túnel que el simulador no la ha tenido en cuenta.

### 4.4.1 Potencia recibida constante

Si se comparan los resultados obtenidos a partir de las medidas del canal de forma experimental con los obtenidos utilizando el simulador de trazado de rayos se aprecian ciertas diferencias como:

En el caso Simulado se aprecia una tendencia creciente de la BER con la distancia para todas las configuraciones debido a que tanto el *Condition Number*, como la correlación y la varianza aumentan con la distancia, haciendo que la BER empeore. Mientras que en el caso Real dicha tendencia se cumple en todas las configuraciones menos en la configuración 2x2-OSTBC ya que depende, exclusivamente, de la varianza de la potencia. Por ello, como en el caso Real en la configuración 2x2 dicha varianza no varía prácticamente con la distancia (ver Tabla 4.8), ello hace que en la Tabla 4.7 se observe, para la configuración 2x2-OSTBC, una BER constante con la distancia.

En cuanto a la influencia de la banda de frecuencia, en el caso Real se observa que la frecuencia no tiene apenas influencia, mientras que en el caso Simulado se observa en la Tabla 4.3 que la banda de frecuencia sí que influye; apreciando que en la banda 1 se obtiene una BER mayor que en las bandas 2 y 3 que son similares salvo en el caso 4x4-VBLAST en el que la BER es menor en la banda 3. Ello es debido a que el *Condition Number* y/o la correlación en la configuración 4x4 disminuyen con la frecuencia (ver Tabla 4.2).

Además, si se observan los parámetros intrínsecos del canal en las Tablas 4.2 y 4.8 para el caso Simulado y el caso Real, respectivamente, resalta que la varianza de la potencia es mayor en el caso Simulado, alcanzando valores medios por encima de la unidad; mientras que en el caso Real el valor máximo es 0.33. Ello provoca que aun utilizando algoritmos que dependen fuertemente del *Condition Number* y/o la correlación como es el VBLAST, el hecho de aumentar tanto la varianza de la potencia hace que la BER en el caso Simulado siempre sea mayor que en el caso Real. Un ejemplo de ello se observa en la BER media obtenida con la configuración 4x4-VBLAST en la banda 3, donde se observa (ver Tabla 4.3) que en el caso Simulado su valor es 0.126, mientras que en el caso Real (ver Tabla 4.7) dicho valor es 0.112; apreciándose que es mejor el caso Real. Sin embargo, si se observa la Tabla 4.8 se aprecia que el *Condition Number* medio en el caso Real para dicha configuración y en la banda 3 es 70.12, mientras que en el caso Simulado (Tabla 4.2) su valor es 54.76. Por tanto, según el *Condition Number*, la BER debería ser mejor en el caso Simulado pero no es así, ya que en este caso el factor más influyente en la BER es la varianza de la potencia.

Además, se aprecia que mientras en el caso Real siempre es mejor utilizar los códigos OSTBC/QSTBC que el algoritmo VBLAST, en el caso Simulado ello no se cumple siempre ya que se observa que la configuración 2x2-OSTBC empeora respecto la 2x2-VBLAST. Ello es debido a que en el caso Simulado la varianza de la potencia es mayor provocando un empeoramiento en las configuraciones que están muy vinculadas con dicha varianza.

Finalmente, viendo las Tablas 4.3 y 4.7 se concluye que la BER media obtenida en el caso Simulado y en el caso Real es comparable en las bandas 2 y 3. Apreciándose una diferencia entre la BER media del caso Simulado y del caso Real alrededor de  $35 \cdot 10^{-3}$  para todas las configuraciones, considerándose una diferencia despreciable. Sin embargo, no se puede decir lo mismo en la banda 1 ya que en el caso Simulado la varianza de la potencia aumenta notablemente a distancias lejanas del transmisor. Por ello lejos del transmisor las configuraciones más influenciadas por la varianza, como son la 2x2-OSTBC y la 4x4-QSTBC, empeoran notablemente respecto el caso Real.

#### 4.4.2 Potencia transmitida constante

Observando las Tablas 4.6 y 4.10 que indican la BER media obtenida para el caso Simulado y para el caso Real, respectivamente, se observa que el caso Simulado siempre

es peor. Ello es debido a que generalmente, como se ha comentado en la sección 4.4.1, los parámetros intrínsecos del canal en el caso Simulado son peores que los obtenidos en el caso Real. Además, en este caso también influye que la SNR en recepción es peor en el caso Simulado que en el caso Real, siendo esta diferencia 5 dB en las bandas 1 y 2, y 2 dB en la banda 3. Por ello, en la banda 3 los resultados obtenidos en el caso Simulado y en el caso Real se asemejan mucho más como se puede comprobar en la Tabla 4.13.

<b>BER media</b>					
	<b>SISO</b>	<b>2x2 VBLAST</b>	<b>4x4 VBLAST</b>	<b>2x2 OSTBC</b>	<b>4x4 QSTBC</b>
<b>Banda 1</b>					
<b>Caso Simulado</b>	0.151	0.100	0.163	0.105	0.085
<b>Caso Real</b>	0.036	0.012	0.083	0.004	0.001
<b>Diferencia valor absoluto</b>	0.115	0.088	0.080	0.101	0.084
<b>Diferencia relativa</b>	76%	88%	49%	96%	98%
<b>Banda 2</b>					
<b>Caso Simulado</b>	0.142	0.081	0.136	0.086	0.061
<b>Caso Real</b>	0.042	0.010	0.072	0.003	0.001
<b>Diferencia valor absoluto</b>	0.100	0.071	0.064	0.083	0.060
<b>Diferencia relativa</b>	70%	87%	47%	96%	98%
<b>Banda 3</b>					
<b>Caso Simulado</b>	0.150	0.087	0.127	0.091	0.064
<b>Caso Real</b>	0.097	0.035	0.091	0.026	0.010
<b>Diferencia valor absoluto</b>	0.053	0.052	0.036	0.065	0.054
<b>Diferencia relativa</b>	35%	59%	28%	71%	84%

Tabla 4.13: Comparativa de la BER media con potencia transmitida constante entre el caso Simulado y el Real.

## 4.5 Conclusiones

Se ha comprobado que se puede aplicar el estándar MB-OFDM UWB en túneles ya que el ancho de banda de coherencia varía desde 50 MHz a 100 MHz cuando la distancia varía entre 50 m y 500 m. La BER ha sido comparada asumiendo una velocidad de transmisión constante y utilizando el algoritmo VBLAST-OFDM y los códigos

STBC/QSTBC-OFDM. Además los resultados se han justificado mediante los parámetros intrínsecos del canal.

Se ha comparado un mismo contexto tipo túnel de forma teórica y de forma experimental. Así pues para el estudio teórico se ha utilizado la técnica de trazado de rayos para simular un túnel rectangular y, para el estudio experimental se han utilizado las medidas del canal obtenidas de forma experimental en un túnel de Francia.

Además, se ha realizado el estudio considerando, primeramente, la potencia recibida constante y, en segundo lugar, considerando la potencia transmitida constante.

Fijando la potencia recibida en el túnel real, se ha comprobado que los resultados no varían prácticamente con la banda de frecuencia, mientras que, en el caso Simulado en la banda 1 se obtienen resultados peores que en las otras dos bandas. Ello es debido a que tanto el *Condition Number*, como la correlación y la varianza de la potencia aumentan en dicha banda. Además, se ha comprobado que en el caso Simulado la varianza de la potencia siempre alcanza valores mayores a los obtenidos con el caso Real, provocando que la BER obtenida en el caso Simulado siempre sea mayor que en el caso Real. Por ejemplo, para la configuración 4x4-QSTBC OFDM se obtiene una BER media un 80% menor en el caso Real respecto a la obtenida en el caso Simulado, cuyo valor es 0.080. También, se ha comprobado que un aumento de la varianza puede enmascarar el beneficio obtenido por disminuir el *Condition Number* y/o la correlación.

Por otro lado, fijando la potencia transmitida, se ha comprobado que los resultados son mejores que fijando la potencia recibida debido a que la SNR en recepción es mayor o igual a 10 dB. Además, comparando el caso Simulado con el caso Real se ha visto que la SNR en el caso Simulado es menor, siendo esta diferencia 5 dB en las bandas 1 y 2, y 2 dB en la banda 3. Por ello, en la banda 3 los resultados obtenidos en el caso Simulado y en el caso Real se asemejan mucho más.

Además, se puede decir que los resultados obtenidos en el caso Simulado y en el caso Real son comparables, sobre todo, en las bandas 2 y 3 ya que tienen el mismo orden de magnitud.

También comentar que se ha comprobado que en una transmisión MB-OFDM UWB en túneles, en las zonas cercanas es mejor utilizar MIMO que SISO, mientras que lejos del transmisor ( $> 200$  m) la configuración 4x4-VBLAST es peor que utilizar la configuración SISO. También se ha comprobado que es mejor utilizar códigos STBC/QSTBC que VBLAST si la varianza es lo suficientemente baja ( $< 0.5$ ). Además, se ha comprobado que la mejor configuración es la 4x4-QSTBC OFDM, aun lejos del

transmisor, consiguiendo reducir la BER por un factor de 10 respecto la obtenida en el caso SISO-OFDM.

Finalmente, para una potencia transmitida constante, se han simulado los 10 TFC's definidos en el estándar MB-OFDM UWB para el grupo 1, concluyendo que los mejores para utilizar en el túnel son los TFC's 5, 6 y 8 por no trabajar en la banda 3 que es en la que peor SNR se tiene.

# Capítulo 5

## Conclusiones y Líneas Futuras

En este capítulo se van a describir las conclusiones y principales aportaciones vinculadas con el trabajo realizado y presentado en la presente tesis. Además, se indicarán las líneas futuras de investigación enlazadas con el trabajo realizado.

### 5.1 Conclusiones

Primeramente en el capítulo 2 se realiza un estado del arte presentando los aspectos fundamentales de la propagación en túneles, de los sistemas con múltiples entradas y múltiples salidas (MIMO, *Multiple-Input Multiple-Output*), de la caracterización del canal radio, de los sistemas por multiplexación por división en frecuencia ortogonal (OFDM, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) y de los sistemas MIMO-Ultrawideband (MIMO-UWB). A partir de este capítulo, y como punto de partida, se implementaron los algoritmos espacio-temporales *Vertical Bell Labs Space Time* (VBLAST), el *Orthogonal Space Time Block Code* (OSTBC) y el *Quasy-Orthogonal Space Time Block Code* (QSTBC). Por otro lado, se implementó una herramienta electromagnética para la

predicción del campo eléctrico en túneles rectangulares basada en trazado de rayos, que nos servirá como herramienta de partida en los siguientes capítulos.

En el capítulo 3 se ha estudiado en banda estrecha, y considerando una velocidad de transmisión constante, el comportamiento de los algoritmos espacio-temporales VBLAST, OSTBC y QSTBC en un entorno tipo túnel, tanto de forma teórica como de forma experimental. Teórica desde el punto de vista de simular las respuestas del canal mediante un simulador electromagnético aplicado a un túnel rectangular que utiliza la técnica de trazado de rayos y, experimental, desde el punto de vista de obtener los resultados utilizando las matrices del canal reales, conseguidas mediante una campaña de medidas en un túnel en Francia. Además, ambos casos se han comparado con el caso ideal donde la distribución de campo eléctrico sigue una distribución Rayleigh, típico de los entornos donde hay una alta dispersión espacial debido a un gran número de dispersores.

Como conclusión se puede decir que los resultados obtenidos de forma teórica son muy similares a los obtenidos de forma experimental. Es decir, que el modelado del túnel real mediante un túnel rectangular es satisfactorio como se observaba en la literatura. Además, en un túnel los resultados obtenidos utilizando los códigos OSTBC/QSTBC son muy similares a los obtenidos suponiendo un canal con distribución Rayleigh, mientras que utilizando VBLAST los resultados divergen más debido a que es un medio donde las señales están altamente correladas, especialmente lejos del transmisor. El túnel visto como una guía de onda sobredimensionada, tiene un número de modos que disminuye con la distancia, y de esa forma aumenta la correlación espacial que propicia que el funcionamiento de los algoritmos MIMO empeore. Además, se ha estudiado la influencia de la frecuencia y la distancia al transmisor con los resultados de la tasa de error de bit (BER, *Bit Error Rate*), concluyendo que la BER empeora a mayores distancias y a frecuencias menores en el caso de utilizar VBLAST, mientras que en el caso de utilizar los códigos OSTBC/QSTBC no les influye prácticamente. Ello es debido a que son algoritmos muy robustos a los desvanecimientos del canal, especialmente los OSTBC cuya codificación de la información al transmitir es ortogonal.

Además, se ha comprobado que en banda estrecha generalmente es mejor utilizar MIMO que *Single-Input Single-Output* (SISO). Sin embargo, se ha comprobado que utilizando el algoritmo VBLAST con una configuración 4x4, a medida que la distancia al transmisor aumenta los resultados empeoran, llegando a obtener peores resultados que aquellos que se obtienen utilizando un sistema convencional SISO.



También, se ha comprobado que generalmente se obtienen mejores resultados utilizando los códigos OSTBC/QSTBC que el algoritmo VBLAST, llegando a la conclusión que la mejor configuración de las estudiadas es la 4x4-QSTBC.

También comentar que como atribución dentro del estudio en banda estrecha, se han analizado los parámetros intrínsecos del canal radio en el túnel, siendo estos el *Condition Number*, la correlación entre antenas y la varianza de la potencia. Comprobando que el algoritmo VBLAST está muy vinculado con el *Condition Number* y/o la correlación, mientras que el OSTBC está muy vinculado con la varianza de la potencia, y el QSTBC está influenciado tanto por el *Condition Number* y/o la correlación (aunque en menor proporción que el VBLAST) y por la varianza de la potencia.

Finalmente, en el capítulo 3, se ha estudiado la influencia de la polarización quedando demostrado que aunque se consiga reducir la correlación entre antenas utilizando polarizaciones cruzadas, la SNR disminuye considerablemente, y ello afecta negativamente. Observando que la pérdida de potencia tiene más influencia que la disminución de la correlación entre elementos con polarización cruzada. Sin embargo, en el hipotético caso de poder fijar la SNR, sería más óptimo utilizar polarizaciones cruzadas que polarizaciones lineales ya que el *Condition Number* y/o la correlación disminuyen.

La siguiente contribución de la tesis (capítulo 4) ha sido estudiar en banda ancha y considerando una velocidad de transmisión constante, el comportamiento de los algoritmos espacio-temporales ya introducidos en el capítulo 3 adaptándolos para trabajar en OFDM. Para ello, primeramente se han implementado dichos algoritmos MIMO sobre OFDM. En este caso también se ha realizado el estudio en un entorno tipo túnel tanto teórico como experimental.

Primeramente se ha implementado un sistema de comunicaciones inalámbricas en túneles, centrado en las bandas de frecuencia definidas en el grupo 1 del estándar *Multiband OFDM Ultrawideband* (MB-OFDM UWB). Para ello se ha comprobado que el ancho de banda de coherencia varía desde 50 MHz a 100 MHz, cuando la distancia al transmisor varía desde 50 m a 500 m, siendo mayor que la separación entre las subportadoras definidas por dicho estándar.

Se ha comprobado que en banda ancha, y para el estudio teórico basado en trazado de rayos, la BER obtenida siempre es mayor que en el estudio experimental. A diferencia de banda estrecha, donde las simulaciones teóricas sí que predecían de forma razonable el comportamiento experimental en un túnel semicircular, en banda ancha esto no ocurre. Los desvanecimientos frecuenciales proporcionados por el trazador de rayos difieren de

aquellos obtenidos en las medidas, produciéndose mayores variaciones en las simulaciones, y de esa forma empeorando la BER. De todos los resultados teóricos obtenidos, se observa que únicamente en las bandas 2 y 3 del grupo 1 del estándar MB-OFDM UWB, los resultados son comparables con aquellos obtenidos experimentalmente.

En general, se observa que las tendencias de los resultados obtenidos en banda estrecha y en banda ancha utilizando OFDM son muy similares, llegando a las mismas conclusiones generales. Ello es debido a que un sistema banda ancha OFDM es considerado como  $L$  sistemas banda estrecha en paralelo (siendo  $L$  el número de subportadoras OFDM).

Así pues se concluye que en el estudio realizado en banda ancha utilizando OFDM, en los casos en los que la SNR disminuye considerablemente, afecta negativamente, pudiendo llegar a anular el beneficio por tener elementos menos correlados. Un ejemplo de ello se tiene cerca del transmisor usando la configuración 4x4-VBLAST OFDM. De igual forma, se ha comprobado que un aumento de la varianza de la potencia puede llegar a enmascarar el beneficio obtenido por disminuir el *Condition Number* y/o la correlación.

Además, se ha comprobado que en una transmisión MB-OFDM UWB en túneles, en las zonas cercanas es mejor utilizar MIMO que SISO, mientras que lejos del transmisor ( $> 200$  m) la configuración 4x4-VBLAST es peor que la configuración SISO. También se ha comprobado que es mejor utilizar códigos STBC/QSTBC que VBLAST si la varianza es lo suficientemente baja ( $< 0.5$ ). Además, se ha comprobado que la mejor configuración de las estudiadas es la 4x4-QSTBC, aun lejos del transmisor, consiguiendo reducir la BER por un factor de 10 respecto la obtenida en el caso SISO-OFDM.

Finalmente, manteniendo la potencia transmitida constante, se han estudiado los 10 *Time Frequency Codes* (TFC's) definidos en el estándar MB-OFDM UWB para el grupo 1, concluyendo que los mejores para utilizar en el túnel son los TFC's 5, 6 y 8 por no trabajar en la banda 3 que es en la que peor SNR se tiene.

## 5.2 Futuras líneas de investigación

Una primera línea sería la implementación de nuevos algoritmos que se combinen con los STBC/QSTBC y el VBLAST para así poder estudiar su beneficio al aplicarlos en entornos tipo túnel tanto en banda estrecha como en banda ancha.

Además, en la tesis se usa un simulador de un túnel rectangular que utiliza trazado de rayos para hacer el estudio teórico, por tanto, otra línea sería realizar dicho estudio teórico mediante otras herramientas de simulación electromagnéticas.

Otra futura línea sería la implementación hardware de dispositivos que implementen estas técnicas y poder realizar experimentos en otros entornos especiales como pueden ser minas, trenes, aeronaves, etc.

También se podrían aplicar estas técnicas MIMO en estándares de comunicaciones en trenes que ayuden en la tarea de posicionado. Así como en la comunicación entre los vagones.

Siguiendo la línea anterior, también se podría estudiar el efecto de enmascarado entre trenes (cuando dos trenes se cruzan), de ensanchamiento de la vía (pasar de un carril a dos) y de estrechamiento de la vía (pasar de dos carriles a uno), utilizando los sistemas MIMO vistos en la presente tesis y analizando sus prestaciones.



# Lista de Figuras

Figura 2.1: Cálculo de las imágenes en a) 2D y b) 3D en un túnel ideal. ....	11
Figura 2.2: Esquema de un túnel arbitrario de dimensiones $a \times b$ y longitud infinita. ....	13
Figura 2.3: Cuatro primeros modos en un túnel de dimensiones 8 m x 4.5 m. ....	14
Figura 2.4 Sistema MIMO. ....	15
Figura 2.5: Tipos de Ganancias en MIMO. ....	23
Figura 2.6: Ejemplo de codificación STBC, codificación de Alamouti para 2 antenas transmisoras. ....	26
Figura 2.7: Ejemplo de codificación SFBC. ....	26
Figura 2.8: Potencia recibida en el receptor (dBm) para un recorrido dado en términos de $\lambda/2$ . ....	29
Figura 2.9: Esquema MIMO-VBLAST. ....	36
Figura 2.10: Esquema Alamouti. ....	40
Figura 2.11: Esquema OFDM. ....	47
Figura 2.12: Esquema MIMO-OFDM. ....	48
Figura 2.13: Subbandas definidas en el estándar MB-OFDM UWB ([Lla10] Fig. 3.3). ....	53
Figura 2.14: Ubicación de Saint-Cirgues-en-Montagne (Francia). ....	56
Figura 2.15: Interior del túnel y una de las entradas del mismo. ....	56
Figura 2.16: Sección transversal del túnel medido. ....	56
Figura 2.17: Esquema del equipo de medidas utilizado para MIMO-Banda Ancha. ....	57
Figura 2.18: Fotos del equipo a) transmisor y b) receptor. ....	59
Figura 2.19: Fotos del banco central de control de las medidas. ....	59
Figura 3.1: Comparativa SISO-MIMO utilizando VBLAST (Caso Rayleigh). ....	66
Figura 3.2: Comparativa MIMO utilizando OSTBC/QSTBC (Caso Rayleigh). ....	67
Figura 3.3: Comparativa entre VBLAST y OSTBC/QSTBC (Caso Rayleigh). ....	68
Figura 3.4: Condition Number a 3 GHz. Caso Simulado. ....	72
Figura 3.5: Condition Number a 5 GHz. Caso Simulado. ....	73
Figura 3.6: Correlación media en recepción a 3 GHz. Caso Simulado. ....	74

Figura 3.7: Correlación media en recepción a 5 GHz. Caso Simulado.....	75
Figura 3.8: Varianza de la potencia recibida a 3 GHz. Caso Simulado. ....	77
Figura 3.9: Varianza de la potencia recibida a 5 GHz. Caso Simulado. ....	77
Figura 3.10: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (50m – 3 GHz) ....	79
Figura 3.11: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (50 m – 5 GHz) ...	80
Figura 3.12: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (250 m – 3 GHz). 82	
Figura 3.13: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (250 m – 5 GHz). 83	
Figura 3.14: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (500 m – 3 GHz). 85	
Figura 3.15: BER-SNR utilizando VBLAST (Simulado - Rayleigh) (500 m – 5 GHz). 87	
Figura 3.16: BER-distancia VBLAST (Simulado - Rayleigh) (SNR= 10 dB – 3 GHz). 88	
Figura 3.17: BER-distancia VBLAST (Simulado - Rayleigh) (SNR= 10 dB – 5 GHz). 90	
Figura 3.18: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (50 m – 3 GHz).....	92
Figura 3.19: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (50 m – 5 GHz).....	93
Figura 3.20: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (250 m – 3 GHz).....	94
Figura 3.21: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (250 m – 5 GHz).....	96
Figura 3.22: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (500 m – 3 GHz).....	97
Figura 3.23: BER-SNR utilizando STBC (Simulado - Rayleigh) (500 m – 5 GHz).....	98
Figura 3.24: BER-distancia STBC (Simulado - Rayleigh) (SNR = 10dB – 3 GHz).....	99
Figura 3.25: BER-distancia STBC (Simulado - Rayleigh) (SNR = 10dB – 5 GHz).....	100
Figura 3.26: Comparativa VBLAST-STBC caso Simulado (SNR=10 dB – 3 GHz)....	101
Figura 3.27: Comparativa VBLAST-STBC caso Simulado (SNR = 10 dB – 5 GHz)..	101
Figura 3.28: Condition Number a 3 GHz. Caso Real.....	105
Figura 3.29: Condition Number a 5 GHz. Caso Real.....	106
Figura 3.30: Correlación media en recepción a 3 GHz. Caso Real.....	107
Figura 3.31: Correlación media en recepción a 5 GHz. Caso Real.....	108
Figura 3.32: Varianza de la potencia recibida a 3 GHz. Caso Real. ....	109
Figura 3.33: Varianza de la potencia recibida a 5 GHz. Caso Real. ....	110
Figura 3.34: BER-distancia VBLAST (Real - Rayleigh) (SNR = 10dB – 3 GHz).....	112
Figura 3.35: BER-distancia VBLAST (Real - Rayleigh) (SNR = 10dB – 5 GHz).....	113
Figura 3.36: BER-distancia utilizando STBC (Real - Rayleigh) (SNR = 10dB – 3 GHz)	
.....	115
Figura 3.37: BER-distancia utilizando STBC (Real - Rayleigh) (SNR = 10dB – 5 GHz)	
.....	117
Figura 3.38: Comparativa VBLAST-STBC caso Real (SNR=10 dB - 3 GHz) .....	118

Figura 3.39: Comparativa VBLAST-STBC caso Real (SNR=10 dB-5 GHz) .....	119
Figura 3.40: Comparativa caso Real - Simulado VBLAST (SNR=10 dB - 3 GHz) .....	121
Figura 3.41: Comparativa caso Real - Simulado VBLAST (SNR=10 dB-5 GHz) .....	123
Figura 3.42: Comparativa caso Real - Simulado STBC (SNR = 10 dB - 3 GHz) .....	125
Figura 3.43: Comparativa caso Real - Simulado STBC (SNR = 10 dB - 5 GHz) .....	125
Figura 3.44: Configuraciones VV, VHVH y DUAL .....	127
Figura 3.45: Correlación en recepción antenas 1 y 2. Configuraciones VV, DUAL y VHVH .....	129
Figura 3.46: SNR - distancia para las configuraciones VV, DUAL y VHVH .....	130
Figura 3.47: BER media usando VBLAST con SNR variable (VV, DUAL y VHVH) .....	131
Figura 3.48: BER media utilizando QSTBC con SNR variable. (VV, DUAL y VHVH) .....	131
Figura 3.49: Comparativa CCDF's de la BER zona cercana. Potencia transmitida fija. ....	134
Figura 3.50: Comparativa CCDF's de la BER zona lejana. Potencia transmitida fija. .	135
Figura 3.51: Comparativa CCDFs de la BER zona lejana QSTBC con el caso Rayleigh. Potencia transmitida fija. ....	137
Figura 3.52: BER - distancia usando VBLAST. VV, DUAL y VHVH (SNR = 10 dB) .....	139
Figura 3.53: BER - distancia usando QSTBC. VV, DUAL y VHVH (SNR = 10 dB) .	140
Figura 3.54: CCDFs de la BER zona cercana. SNR = 10 dB .....	140
Figura 3.55: CCDFs de la BER zona lejana. SNR = 10 dB. ....	141
Figura 3.56: CCDFs de la BER zona cercana VV-QSTBC con el caso Rayleigh. (SNR = 10 dB). ....	142
Figura 4.1: Ancho de banda de coherencia del canal sacado al 0.9 .....	150
Figura 4.2: Condition Number medio para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Simulado. ....	153
Figura 4.3: Condition Number medio para la configuración 2x2 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Simulado. ....	153
Figura 4.4: Correlación media en recepción para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Simulado. ....	155
Figura 4.5: Correlación media en recepción para la configuración 2x2 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Simulado. ....	155
Figura 4.6: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 1). Caso Simulado. ....	157

Figura 4.7: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 2). Caso Simulado.....	157
Figura 4.8: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 3). Caso Simulado.....	158
Figura 4.9: Varianza de la potencia para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Simulado. ....	159
Figura 4.10: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia recibida constante (Banda 1) .....	161
Figura 4.11: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia recibida constante (Banda 2) .....	162
Figura 4.12: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia recibida constante (Banda 3) .....	162
Figura 4.13: SNR en función de la distancia para cada una de las bandas y para el caso Simulado. Potencia transmitida constante.....	165
Figura 4.14: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia transmitida constante (Banda 1). ....	167
Figura 4.15: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia transmitida constante (Banda 2) .....	167
Figura 4.16: BER en función de la distancia. Caso Simulado con potencia transmitida constante (Banda 3) .....	168
Figura 4.17: Condition Number medio para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Real. ....	172
Figura 4.18: Condition Number medio para la configuración 2x2 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Real. ....	172
Figura 4.19: Correlación media en recepción para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Real. ....	173
Figura 4.20: Correlación media en recepción para la configuración 2x2 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Real. ....	174
Figura 4.21: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 1). Caso Real.....	175
Figura 4.22: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 2). Caso Real.....	175
Figura 4.23: Varianza de la potencia para las configuraciones 1x1, 2x2 y 4x4 (Banda 3). Caso Real.....	176



Figura 4.24: Varianza de la potencia para la configuración 4x4 y respecto las 3 bandas MB-OFDM UWB. Caso Real. ....	177
Figura 4.25: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia recibida constante (Banda 1) .....	181
Figura 4.26: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia recibida constante (Banda 2) .....	181
Figura 4.27: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia recibida constante (Banda 3) .....	182
Figura 4.28: SNR en función de la distancia para cada una de las bandas y para el caso Real. Potencia transmitida constante. ....	183
Figura 4.29: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia transmitida constante (Banda 1) .....	186
Figura 4.30: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia transmitida constante (Banda 2) .....	186
Figura 4.31: BER en función de la distancia. Caso Real con potencia transmitida constante (Banda 3) .....	187



# Lista de Tablas

Tabla 2.1: Plan de frecuencias grupo 1 MB-OFDM UWB .....	54
Tabla 2.2: Códigos TFCs para el grupo 1 de MB-OFDM UWB (ECM08 Tabla 35) .....	55
Tabla 3.1: Configuraciones con su modulación elegida.....	64
Tabla 3.2: Parámetros caso ideal (Caso Rayleigh) .....	65
Tabla 3.3: Parámetros del canal en el caso Simulado para 50m - 3 GHz.....	79
Tabla 3.4: Parámetros del canal en el caso Simulado para 50 m - 5 GHz.....	80
Tabla 3.5 Parámetros del canal en el caso Simulado para 250 m - 3 GHz.....	82
Tabla 3.6: Parámetros del canal en el caso Simulado para 250 m - 5 GHz.....	83
Tabla 3.7: Parámetros del canal en el caso Simulado para 500 m - 3 GHz.....	85
Tabla 3.8: Parámetros del canal en el caso Simulado para 500 m - 5 GHz.....	87
Tabla 3.9: Resumen del caso Real utilizando VBLAST (SNR=10 dB).....	114
Tabla 3.10: Parámetros del canal del caso Real para 350 m y 500 m - 3 GHz .....	116
Tabla 3.11: Resumen caso Real VBLAST- STBC (SNR = 10 dB, 3 GHz).....	119
Tabla 3.12: Resumen caso Real VBLAST- STBC (SNR = 10 dB, 5 GHz).....	120
Tabla 3.13: BER media VBLAST. Caso Simulado y Real (SNR=10 dB - 3 GHz).....	122
Tabla 3.14: BER media VBLAST. Caso Simulado y Real (SNR=10 dB - 5 GHz).....	123
Tabla 3.15: BER media STBC. Caso Simulado y Real (SNR=10 Db, 3 GHz y 5 GHz) .....	124
Tabla 3.16: BER, SNR y correlación según la polarización en zona cercana y lejana.	132
Tabla 3.17: BER para una probabilidad de 0.5 cerca y lejos del transmisor.....	136
Tabla 3.18: Parámetros del canal en zona cercana y zona lejana (SNR = 10 dB).....	138
Tabla 3.19: BER media usando VBLAST y QSTBC. VV, DUAL y VHVH (SNR = 10 dB). .....	138
Tabla 4.1: Configuraciones con sus respectivas modulaciones.....	148
Tabla 4.2: Parámetros intrínsecos del canal cerca y lejos del transmisor para una potencia recibida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Simulado. ....	160

Tabla 4.3: BER media para una potencia recibida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Simulado.....	161
Tabla 4.4: BER obtenida utilizando un canal con distribución Rayleigh para cada una de las configuraciones estudiadas.....	164
Tabla 4.5: SNR media en el receptor con una potencia transmitida constante. Caso Simulado.....	166
Tabla 4.6: BER media para una potencia transmitida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Simulado. ....	168
Tabla 4.7: BER media para una potencia recibida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Real.....	178
Tabla 4.8: Parámetros intrínsecos del canal para una potencia recibida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Real.....	179
Tabla 4.9: SNR media en el receptor con una potencia transmitida constante. Caso Real. ....	183
Tabla 4.10: BER media para una potencia transmitida constante y para las 3 bandas del grupo 1 de MB-OFDM UWB. Caso Real. ....	184
Tabla 4.11: Códigos TFC's del grupo 1 del estándar MB-OFDM UWB.....	188
Tabla 4.12: BER media que se obtiene aplicando los TFC's definidos en el grupo 1 del estándar MB-OFDM UWB y aplicando una potencia transmitida constante. ....	189
Tabla 4.13: Comparativa de la BER media con potencia transmitida constante entre el caso Simulado y el Real. ....	192

# Bibliografía

[Abr05] G. T. F. de Abreu, "Generalized ABBA Space-Time Block Codes", IEEE Trans. Inform. Theory, 2005.

[Ala98] S. M. Alamouti, "A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications", IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, 1998.

[And01] M. R. Andrews, P. P. Mitra, and R. deCarvalho, "Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization", Nature, vol. 409, pp. 316–318, 2001.

[Bac00] J. Bach Andersen, "Antenna Arrays in Mobile Communications: Gain, Diversity, and Channel Capacity", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol 42, No 2, pp 12-16, 2000.

[Bat04] A. Batra et al., "Design of a multiband OFDM system realistic UWB channel environments", IEEE Trans. Microw. Theory Tech., vol. 52, no.9, pp. 2123-2138, 2004.

[Ber00] H. L. Bertoni, "Radio Propagation for Modern Wireless Systems", New Jersey: Prentice Hall, 2000.

[Cas91] E. F. Casas and C. Leung, "OFDM for data communication over mobile radio FM channels. Analysis and experimental results", IEEE Trans. Commun., vol. 39, no. 5, pp. 783-793, 1991.

[Cha66] R.W. Chang. "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission", Bell System Technical Journal, vol. 45, pp 1775-1796. 1966.

[Chi82] J. Chiba and K. Sugiyama, "Effects of trains on cut-off frequency and field in rectangular tunnel as waveguide", IEEE Transactions on Microwave Theory Technology, vol. 30, no. 5, pp 757-759, May 1982.

[Chu87] J. Chuang, "The effects of time delay spread on portable radio communications channels with digital modulation", IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. SAC-5, no. 5, pp.879-889, Jun, 1987.

[Cim85] L. J. Cimini, Jr, "Análisis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing", IEEE Trans. Commun. Technol. , vol. 33, no. 7, pp. 665-675, 1985.

[Coc08] Y. Cocheril, C. Langlais, M. Berbineau and G. Moniak, "Advantages of simple MIMO schemes for robust or high data rate transmission systems in underground tunnels", IEEE Vehicular Technology Conference, 2008.

[Corr06] L. M Correia, "Mobile Broadband Multimedia Networks – Techniques, Models and Tools for 4G", Ed. Academic Press, 2006.

[Des72] G. A. Deschamps, "Ray techniques in electromagnetics", Proceedings of the IEEE, vol. 60, no. 9, pp. 1022-1035, 1972.

[Doe57] M. Doelz, E. Heald and D. Martin, "Binary data transmission techniques for linear systems", Proceedings of the IRE, vol. 45, pp. 656-661. 1957.

[Duc06] Z. Du, J. Cheng and N.C. Beaulieu, "Accurate error-rate performance analysis of OFDM on frequency-selective nakagami-m fading channels," IEEE Transactions on Communications, vol. 54, no 2, pp 319 – 328, 2006.

[Dud94] D. G., Dudley, "Mathematical Foundations for Electromagnetic Theory", IEEE Press, NewYork, 1994.

[Dud06] D. G. Dudley and S. F. Mahmoud, "Linear Source in a Circular Tunnel", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 54, no. 7, pp. 2034-2047, July 2006.

[Dud07] D. Dudley, M. Lienard, S. Mahmoud, and P. Degauque, "Wireless propagation in tunnels," Antennas and Propagation Magazine, IEEE, vol. 49, no. 2, pp. 11–26, 2007.

[ECM08] European Computer Manufacturers Association, "High rate ultra wideband PHY and MAC standard", Dec. 2008.

[FCC 02-48] Revision of Part 15 of the Commission's Rules Regarding Ultra-Wideband Transmission Systems, First Report and Order. Fed. Commun. Comm. Rep., FCC, Washington DC, ET-Docket 98-153.

[Fer05] O. Fernandez, M. Domingo and R. Torres, "Empirical analysis of the correlation of mimo channels in indoor scenarios at 2 ghz.", Communications, IEEE Proceedings, vol. 152, no. 1, pp. 82 – 88, 2005.

[Fer11] S. Ferouani, G. Abdellaoui, F. Debbat and Ft. Bendimerad, "Study of performance of the combined MIMO MMSE VBLAST-OFDM for Wi-Fi (802.11n)", International Journal of Computer Science Issues, vol. 8, no. 1, pp. 286-290, 2011.

[Fis04] R. Fisher et al., "DS-UWB physical layer submission to 802.15 task group 3a", tech. rep., IEEE P802.15-04/0137r3, 2004.

[Fos98] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas," Wireless Communications Magazine, vol. 6, no. 3, pp. 311-335, 1998.

- [Gar11] C. García Pardo, J. M. Molina García Pardo, M. Lienard, D. P. Gaillot and P. Degauque, “Double directional channel measurements in an arched tunnel and interpretation using ray tracing in a rectangular tunnel”, *Progress In Electromagnetics Research Symposium*, vol. 22, pp. 91-107, 2011.
- [Gia02] L. Giangaspero, L. Agarossi, G. Paltenghi, S. Okamura, M. Okada, and S. Komaki, “Co-channel interference cancellation based on MIMO OFDM systems,” *IEEE Wireless Communications*, vol. 9, pp. 8–17, December 2002.
- [Gla90] S. A. Glassner, “An introduction to Ray Tracing”, Academic Press, Harcourt Brace Jovanovich Publishers, New York, Tercera edición 1990.
- [Gol99] G. D. Golden, G. J. Foschini, R. A. Valenzulea and P. W. Wolniansky, “Detection Algorithm and Initial Results using VBLAST Space-Time Communication Architecture”, *IEEE Electronics Letters*, vol. 35, no. 1, pp. 14 – 16, 1999.
- [Gon02] Y. Gong and K. B. Letaief, “An efficient space-frequency coded wideband OFDM system for wireless communications”, in *Proc. IEEE ICC*, vol. 1, pp. 475–479, 2002
- [Gra07] A.G. Gravalos, M. G. Hadjinicolaou, “Performance Analysis of IEEE 802.11n under different STBC rates using 64-QAM”, *Wireless Pervasive Computing*, 2007.
- [Han00] L. Hanzo, W. Webb and T. Keller. “Single- and Multi-carrier Quadrature Amplitude Modulation”, New York, USA: IEEE Press- John Wiley, 2000.
- [Han03] L. Hanzo, M. Münster, B. J. Choi and T. Keller, “OFDM and MC-CDMA for broadband multi-user Communications”, *WLANs and Broadcasting*, Chichester: IEEE Press and John Wiley & Sons, Ltd, 2003.
- [Han04] L. Hanzo, M. Munster, B.J. Choi, and T. Keller, *OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting*, Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons, 2004.
- [Has02] B. Hassibi and B. M. Hochwald, “High-rate codes that are linear in space and time”, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, no.7, pp. 1804-1824, 2002.
- [Hir80] B. Hirosaki, “An analysis of automatic equalizers for orthogonally multiplexed QAM systems”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 28, no. 1, pp. 73-83, 1980.
- [Hol64] J. L. Holsinger, “Digital communication over fixed time-continuous channels with memory – with special application to telephone channels”, Technical report, no.366, MIT-Lincoln Laboratory, Cambridge, 1964.
- [Hol00] C. L. Holloway, D. A. Hill, R. A. Dalke and G. H. Hufford, “Radio Wave propagation Characteristics in Lossy Circular Waveguides Such as Tunnels, Mine Shafts, and Boreholes”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 9, pp. 1354-1366, September 2000.

- [Hwa98] Y. Hwang, Y. P. Zhang and R. G. Kouyomjian, "Ray-Optical Prediction of Radio-Wave Propagation Characteristics in Tunnel Environments- Part 1: Theory", IEEE Trans. on Antennas and Propagation., vol. 46, no. 9, pp. 1328-1336. September 1998.
- [Hwa09] T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li and G. Ye, "OFDM and Its Wireless Applications: A Survey", IEEE Transactions on vehicular technology, vol. 58, no. 4, pp. 1673-1694, 2009.
- [Jan04] M. Jankiraman, "Space-Time Codes and MIMO Systems," Artech House, 2004.
- [Jla07] M. Jlang and L. Hanzo, "Multiuser MIMO-OFDM for Next-Generation Wireless Systems", Proceedidngs of the IEEE, vol. 95, no 7, pp 1430-1469, 2007.
- [Ket10] J. Ketonen, M. Juntti and J. R. Cavallaro, "Performance complexity comparison of receivers for a LTE MIMO-OFDM system", IEEE Transaction on Signal Processing, Vol. 58, no. 6, pp. 3360-3372, June 2010.
- [Kof02] I. Koffman and V. Roman, "Broadband wireless access solutions based on OFDM access in IEEE.16", IEEE Communications Magazine, vol. 40, no. 4, pp. 96-103, 2002.
- [Koz84] S. Kozono, T. Tsuruhara, and M. Sakamoto, "Base station polarization diversity reception for mobile radio", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 33, no. 4, pp. 301-306, Nov 1984.
- [Ksh09] Kshetrimayum, R., "An introduction to UWB communication systems", Potentials IEEE, vol. 28, no. 2, pp. 9-13, 2009.
- [Lar04] R. Laroia, S. Uppala, and J. Li, "Designing a mobile broadband wireless access network", IEEE Signal Processing Magazine, vol. 21, no. 5, pp. 20-28. 2004.
- [Lee72] W. Lee and Y. Yeh, "Polarization diversity system for 7mobile radio", IEEE Trans. Commun., vol. 20, no. 5, pp. 912-923, Oct 1972.
- [Lee00] K. Lee and D. Williams, "A Space-frequency transmitter diversity technique for OFDM systems", in Proc. IEEE GLOBECOM, vol. 3, pp. 1473-1477, 2000.
- [Lie97] M. Lienard, P. Lefeuvre and P. Degauque, "Remarks on the computation of the propagation of high frequency waves in a tunnel", Annals Telecomm., Vol. 52, no. 9-10, pp. 529-533, 1997.
- [Lie98] M. Lienard and P. Degauque, "Propagation in Wide Tunnels at 2GHz: A Statistical Analysis", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 47, no. 1, pp. 283-296. February 1998.
- [Lie99] M. Lienard and P. Degauque, "Wideband analysis of propagation along radiating cables in tunnels", Radio Science, vol. 34, no. 1, pp. 113-122, 1999.



- [Lie00] M. Lienard, S. Betrecourt and P. Degauque, "Propagation in Road Tunnels/Influence of the Traffic Conditions and Channel Characterisation for Adaptive Antennas", COST 259 TD(00) 001, January 2000.
- [Lie03] M. Lienard, P. Degauque, J. Baudet, and D. Degardin, "Investigation on MIMO channels in subway tunnels", IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 21, pp. 332–339, 2003.
- [Lie07] M. Lienard, A. Nasr, J. M. Molina Garcia-Parco, and P. Degauque, "Experimental analysis of wave depolarization in arched tunnels", Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 18th Annual IEEE International Symposium on, 2007.
- [Lin01] B. Lindmark and M. Nilsson, "On the available diversity gain from different dual-polarized antennas", IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 19, no. 2, pp. 287–294, Feb 2001.
- [Lu09] S. Lu, H. T. Hui, M. Bialkowski, "Performance analysis of multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing systems under the influence of antenna mutual coupling effect", IET Microwaves, Antennas and Propagation., vol. 3, no. 2, pp. 288–295, 2009.
- [Lla10] G. Llano, "Modelado en frecuencia del canal UWB y su aplicación en el análisis de técnicas de modulación adaptativa en sistemas MB-OFDM UWB para redes WPAN", Tesis doctoral, UPV, 2010.
- [Mah74] S. F. Mahmoud and J.R. Wait, "Geometrical optical approach for electromagnetic wave propagation in rectangular mine tunnels", Radio Science, vol. 9 no. 12, pp. 1147-1158, 1974.
- [Mal07] W. Q. Malik and D. J. Edwards, "UWB impulse radio with triple-polarization SIMO", in Proc. IEEE GLOBECOM'07, pp. 4124–4128, 2007.
- [Mar94] P. Mariage, M. Lienard, and P. Degauque, "Theoretical and experimental approach of the propagation of high frequency waves in road tunnels", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 42, no. 1, pp. 75-81, 1994.
- [Mar01] F. Martí Pallarés, F. J. Ponce Juan and L. Juan-Llácer, "Analysis of Path Loss and Delay Spread at 900 MHz and 2.1 GHz While Entering Tunnels," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 50, no. 3, pp. 767-776. May 2001.
- [McN02] D.P. McNamara, M.A. Beach and P.N. Fletcher, "Spatial Correlation In Indoor MIMO Channels", PIMRC 2002.
- [Mec04] F. Christoph, C. F. Mecklenbräuker and M. Rupp, "Generalized Alamouti Codes for Trading Quality of Service against Data Rate in MIMO UMTS", EURASIP Journal on Applied Signal Processing, vol. 2004, no. 5, pp. 662-675, 2004.
- [Mol02a] A. F. Molisch, M. Z. Win and J. H. Winters, "Space-time-frequency (STF) coding for MIMO-OFDM systems", IEEE Commun. Lett., vol. 6, no. 9, pp. 370-372, Sep. 2002.

[Mol02b] José María Molina García-Pardo, José Victor Rodríguez Rodríguez y Leandro Juan-Llácer, “Cálculo de la zona de excitación para diversos túneles a la frecuencia de 2.1 GHz”, XVII Simposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, Alcalá de Henáres, Madrid, Septiembre 2002.

[Mol05] A. F. Molisch, “Wireless Communications”, John Wiley and Sons Ltd, 2005.

[Mol06] Jose Maria Molina-Garcia-Pardo, Martine Lienard and Pierre Degauque, “Combining the ray approach and modal theory to predict and interpret MIMO performance in tunnels”, 15th IST Mobile & Wireless Communications, June 2006.

[Mol08a] J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M Liénard, P. Degauque, D. Dudley and L. Juan Llácer, “Interpretation of MIMO channel characteristics in rectangular tunnels from modal theory”, IEEE Trans. on Vehicular Technology, to be pub., April 2008.

[Mol08b] Jose-Maria Molina-Garcia-Pardo, Abdu Nars, Martine Lienard and Pierre, “On the possibility of interpreting field variations and polarization in arched tunnels using a model for propagation in rectangular or circular tunnels”, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, pp. 1206-1211, April 2008.

[Mol09a] J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Liénard, E. Simon and P. Degauque, “On the possibility of applying polarisation diversity to MIMO techniques in tunnels”, In Proceedings of MSWiM’2009, pp. 392-395, 2009.

[Mol09b] J.-M. Molina-Garcia-Pardo, M. Liénard, P. Degauque, C. Garcia- Pardo, and L. Juan-Llacer, “MIMO channel capacity with polarization diversity in arched tunnels”, IEEE Antennas Wireless Propag. Lett., vol. 8, pp. 1186–1489, 2009.

[Mol09c] J. M. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, P. Stefanut, and P. Degauque, “Modeling and understanding MIMO propagation in tunnels”, Communications, Journal of, vol. 4, pp. 241–247, 2009.

[Mol09d] J. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, and L. Juan-Llacer, “On MIMO channel capacity in tunnels”, Antennas and Propagation, IEEE Transactions on, vol. 57, pp. 3697 – 3701, 2009.

[Mol09e] J. Molina-Garcia-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, “Propagation in tunnels: experimental investigations and channel modeling in a wide frequency band for MIMO applications”, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking Volume 2009, 9 pages, 2009.

[Moo94] P. H. Moose, “A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction”, IEEE Transactions on Communications, vol. 42, pp. 2908-2914, 1994.

[Mus09] E. Mustafa, “Mobile broadband, including WiMAX and LTE”, Springer, 2009.

[Nsi11] C. Nsiala-Nzéza, Y. Cocheril, B. Vrigneau, C. Langlais and M. Berbineau, “Adaptive MIMO algorithms for train-to-wayside transmissions in tunnels”, URSI GASS, 2011.

- [Pan06] L. Pan, Y. Bar-Ness, "Closed-form expressions for BER performance in OFDM systems with phase noise", IEEE International Conference ICC'06, vol. 12, pp. 5366-5370, 2006.
- [Pap01] C. Papadias and G. Foschini, "A Space-Time coding approach for systems employing four transmit antennas", Acoustics, Speech and Signal Processing, vol. 4, pp. 2481- 2484, 2001.
- [Pel80] A. Peled and A. Ruiz, "Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms", in Proc. IEEE ICASSP-80, Denver, CO, pp. 964-967, 1980.
- [Pey10] D. M. Peyton and M. E. Harry, "Cognitive Radio: Terminology, Technology and Techniques", Nova Science Publishers, 2010.
- [Por03] D. Porcino and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: Potential and challenges ahead", IEEE Communications Magazine, vol. 41, pp. 66-77, July 2003.
- [Pro95] J. Proakis, Digital Communications, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [Rao04] D. R. V. J. Rao, V. Shashidhar, Z. A. Khan, and B. S. Rajan, "Low-complexity, full-diversity space-time-frequency block codes for MIMO-OFDM", in IEEE GLOBECOM, pp. 204-208, 2004.
- [Rap96] T. S. Rappaport, "Wireless Communications", New York, Prentice Hall, 1996.
- [Ray04] S. Ray, M. Medard, and L. Zheng, "On MIMO capacity in the ultra-wideband regime", in Proc. 38th Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput., Nov. 7-10, pp. 1516-1520. 2004.
- [Ros11] P.S. Rossi, "On throughput of MIMO-OFDM systems with joint iterative channel estimation and multiuser detection under different multiple access schemes", IEEE Communications Letters, vol.15, no. 8, pp. 831-833, 2011.
- [Roy04] S. Roy, J.R. Foerster, V.S. Somayazulu, D.G. Leeper, "Ultra-wideband radio design: the promise of high-speed, short range wireless connectivity", Proc. IEEE, vol. 92, no. 2, pp. 295-297, Feb 2004.
- [San08] Concepción Sanchis Borrás, José-María Molina-García-Pardo, Leandro Juan LLacer, "Análisis de V-Blast a partir de medidas en un túnel", XXIII Simposium de la Union Científica Internacional de Radio, Madrid, 22-24 septiembre 2008.
- [San09a] Concepción Sanchis Borrás, José-María Molina-García-Pardo, José-Víctor Rodríguez, Martine Lienard, and Leandro Juan-Llácer "Experimental MIMO and SIMO analysis in a Tunnel", 3rd European Conference on Antennas and Propagation, 23-27 March, Berlin, Germany, 2009.
- [San09b] Concepción Sanchis Borrás, Concepción García Pardo, José-María-Molina García-Pardo y Leandro Juan Llácer, "Comparativa de los STBC y VBLAST en un

entorno real”, XXIV Simposium de la Union Científica Internacional de Radio, Cantabria, 16-18 septiembre 2009.

[San10a] C. Sanchis Borrás, J.M Molina-García-Pardo, M. Lienard, P. Degauque and L. Juan-Llaser, “Polarized QSTBC and VBLAST comparison with measurements”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol.9, pp. 906-909, 2010

[San10b] C. Sanchis-Borrás, C. García-Pardo, J. M. Molina-García-Pardo, M. Lienard and P. Degauque, “On the performance of MIMO algorithms in tunnel environment”, *Proc. of the Int. Conf. on Intelligent System Commun.*, Kyoto, Nov. 9-11, 2010

[San12a] C. Sanchis Borrás, J.M Molina-García-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, “Performance evaluation of MIMO-OFDM in tunnels”, *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, 2012 (Pendiente de aceptación).

[San12b] C. Sanchis Borrás, J.M Molina-García-Pardo, M. Lienard, P. Degauque, “Space-Time-Codes and OFDM in Confined Areas”, *Mosharaka International Conference on Wireless Communications and Mobile Computing*, Palma de Mallorca, Spain: 15-17 June 2012.

[Sar95] H. Sari, G. Karam and I. Jeanclaude, “Transmission techniques for digital terrestrial TV broadcasting”, *IEEE Commun. Mag.*, vol 33, no. 2, pp. 100-109, Feb 1995.

[Sar07] I. Sarris, A. R. Nix, “Design and performance assessment of high-capacity MIMO Architectures in the presence of a line-of-sight component”, *Vehicular Technology. IEEE Transactions on*, vol. 56, no.4, pp. 2194-2202. 2007.

[Ses99] N. Seshadri, Y. Li and S. Ariyavisitakul, “Channel estimation for OFDM systems with transmitter diversity in mobile wireless channels”, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no. 3, pp. 461-471, 1999.

[Sha48] C. E. Shannon, “A mathematical theory of communication”, *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 27, pp. 379-423, 1948.

[Shi00] D. Shiu, G. Foschini, M. Gans and J. Khan, “Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems”, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 48, pp. 502-513, 2000.

[Sib11] A. Sibille, C. Oestges and A. Zanella, “MIMO: from theory to implementation”, Elsevier Inc, 2011.

[Stu04] G. L. Stuber., J.R. Barry, S.W. McLaughlin, L. Ye and M.A. Ingram, “Broadband MIMO-OFDM wireless communications”, *Proceedings of the IEEE*, vol. 92, no. 2, pp. 271-294, 2004.

[Tan06] Tan-Hsu Tan and Kuan-Chih Lin. “Performance of space-time block coded MB-OFDM UWB systems”, In *Proceedings of CNSR*, pp. 323-327, 2006.

- [Tar98] V. Tarokh, N. Seshadri and A. R. Calderbank, "Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 44, no. 2, pp. 744-765, 1998.
- [Tar99] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank "Space-time block codes from orthogonal designs", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 45 no 5, pp. 1456-1467, July 1999.
- [Tel98] I. E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian Channels" European transactions on Telecommunications, vol. 10, no. 6, pp. 585-595, 1999, Technical Memorandum, Bell Laboratories, Lucent Technologies, October 1998.
- [Tir00] O.Tirkkonen, A. Boariu and A. Hottinen, "Minimal nonorthogonality rate one space time block codes for 3+ Tx antennas", Proc. IEE Int. Symp. on Spread Spectrum Techniques and Applications, ISSSTA 2000, pp. 429-432, 2000
- [Tra09] L. Tran and A. Mertins, "Space-time-frequency code implementation in MB-OFDM UWB communications: design criteria and performance", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 8, no. 2, pp. 701-713, 2009.
- [Tra10] L. Tran, A. Mertins and T. A. Wysocki, "Quasi-orthogonal space-time-frequency codes in MB-OFDM UWB," Computers & Electrical Engineering", vol. 36, no. 4, pp. 766-774, 2010.
- [Tse05] D. Tse and P. Viswanath, "Fundamentals of Wireless Communications," Cambridge Univ. Press, 2005.
- [Tun08] C.A. Tunc, D. Aktas, V.B. Erturk and A. Altintas, "Capacity of printed dipole arrays in the MIMO channel", IEEE Antennas and propagation magazine, vol. 50, no.5, pp.190-198, 2008.
- [Val06] J. F. Valenzuela-Valdes, M. A. Garcia-Fernandez, A. M. Martinez-Gonzalez, and D. Sanchez-Hernandez, "The role of polarization diversity for MIMO systems under Rayleigh-fading environments", IEEE Antennas Wireless Propagat. Lett., vol. 5, no. 1, pp. 534-536, Dec. 2006.
- [Val10] J. A. Valdesuerio, B. Izquierdo, and J. Romeu, "On 2x2 MIMO Observable Capacity in Subway Tunnels at X-Band: An Experimental Approach", IEEE Antennas and Propag. Letters, vol. 9, pp. 1099-1102, 2010.
- [Wan11] W. Q. Wang, "Space-time coding MIMO-OFDM SAR for high-resolution imaging", IEEE Transactions Geoscience and Remote Sensing, vol.49, no. 8, pp. 3094-3104, 2011.
- [Wei71] S. Weinstein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform", IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-19, no. 5, pp. 628-634, Oct, 1971.

- [Wei03] W. Weichselberger, "Spatial structure of multiple antenna radio channels. A signal processing viewpoint", Tesis doctoral, Universidad Técnica de Viena, Diciembre 2003.
- [Win09] M.Z. Win, D. Dardari, A.F. Molisch and W. Jinyun Zhang, "History and applications of UWB", IEEE proceeding, vol. 97, no. 2, pp. 198-204, 2009.
- [Wol98] P.W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden and R. A. Valenzuela, "VBLAST: An architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel," Bell Labs, Lucent Tech., 1998.
- [Xih10] C. Xihong, L. Qiang and H. Maokai, "Performance analysis of MIMO-OFDM systems on Nakagami-m fading channels", Future Computer and Communication, pp. 396- 400, 2010.
- [Zha98a] Y. P. Zhang and Y. Hwang, "Theory of the Radio-Wave Propagation in Railway Tunnels", IEEE Transactions on Vehicular Technologies, vol. 47, no. 3, pp. 1027-1036, 1998.
- [Zha98b] Y. P. Zhang, Y. Hwang and R. G. Kouyomjian, "Ray-optical prediction of radio-wave propagation characteristics in tunnel environments- Part 2: Analysis and measurements", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 46, no. 9, pp. 1337-1345, September 1998.
- [Zhe03] L. Zheng and D. N. C. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 49, pp. 1073-1096, 2003.
- [Zhe06] F. Zheng and T. Kaiser, "Channel capacity of MIMO UWB indoor wireless systems", in UWB Communication Systems-VA Comprehensive Overview, M.-G. D. Benedetto, T. Kaiser et al., Eds. New York: Hindawi, pp. 376–409, 2006.
- [Zho10a] Jie Zhou, Bo Lv, Yun Li and Y. Onozato, "Performance investigation of a STBC-OFDM system on frequency-selective fading channels", Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WICOM), pp. 1-5, 2010.
- [Zho10b] C. Zhong, S. Jin and T. Ratnarajah, "On the capacity of non-uniform phase MIMO nakagami-m fading channels", IEEE Communications Letters, vol. 14, no. 6, pp. 536-538, 2010.

# Acrónimos

<b>MIMO</b>	Multiple-Input Multiple-Output
<b>SISO</b>	Single-Input Single-Output
<b>VBLAST</b>	Vertical Bell Labs Space Time
<b>OSTBC</b>	Orthogonal Space Time Block Code
<b>QSTBC</b>	Quasy-Orthogonal Space Time Block Code
<b>BER</b>	Bit Error Rate
<b>SNR</b>	Signal To Noise Ratio
<b>CCDF</b>	Complementary Cumulative Distribution Function
<b>QAM</b>	Quadrature Amplitude Modulation
<b>BPSK</b>	Binary Phase Shift Keying
<b>OFDM</b>	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
<b>MB</b>	Multiband
<b>UWB</b>	Ultrawideband
<b>TFC</b>	Time-Frecuency Code
<b>IEEE</b>	Institute of Electrical and Electronics Engineers
<b>DFT</b>	Discrete Fourier Transform
<b>IDFT</b>	Inverse Discrete Fourier Transform
<b>AWGN</b>	Additive White Gaussian Noise
<b>EIRP</b>	Effective Isotropic Radiated Power

